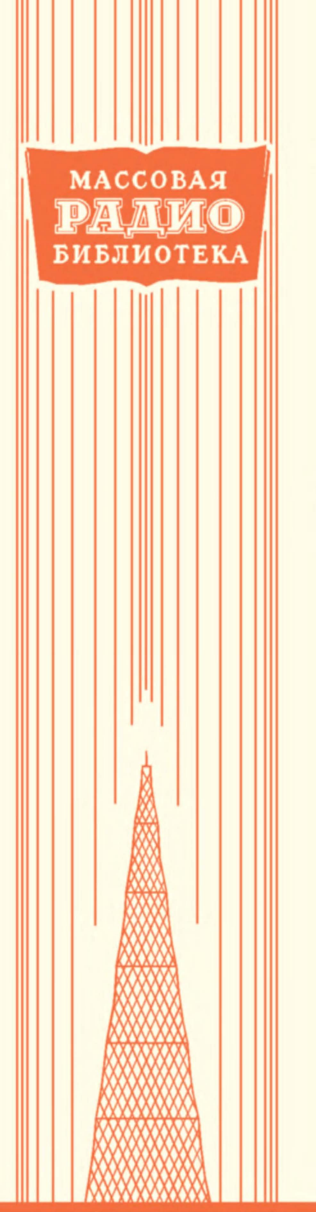
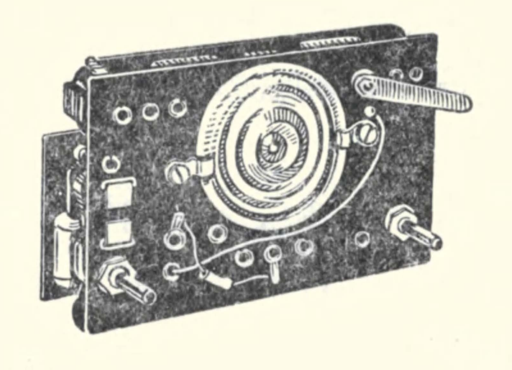


В. К. ЛАБУТИН

ПРОСТЕЙШИЕ КОНСТРУКЦИИ НА ТРАНЗИСТОРАХ





ГОСЭНЕРГОИЗДАТ

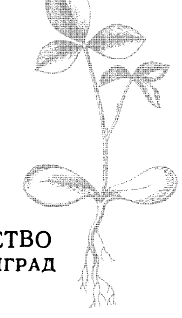
МАССОВАЯ РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 362

В. К. ЛАБУТИН

ПРОСТЕЙШИЕ КОНСТРУКЦИИ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Издание второе,
переработанное и дополненное





ГОСУДАРСТВЕННОЕ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОЕ ИЗДАТЕЛЬСТВО
МОСКВА 1960 ЛЕНИНГРАД

На примерах описания простейших схем с транзисторами брошюра знакомит читателя с общими принципами действия и особенностями транзисторов, а также с основами применения их в приемно-усилительной аппаратуре.

Брошюра рассчитана на широкий круг радиолюбителей.

СОДЕРЖАНИЕ

Новый соперник электронной лампы 3
Как усиливает кристалл 12
Экономичные усилители для детекторных приемников 25
Усилители для радиограммофона 35
Приемники прямого усиления 44
Супергетеродинный приемник 50
Простейшие испытания транзисторов 57

Лабутин Вадим Константинович

ПРОСТЕЙШИЕ КОНСТРУКЦИИ НА ТРАНЗИСТОРАХ

Редактор *Ф. И. Тарасов* Техн. редактор *Н. И. Борунов*

Сдано в набор 25/XI 1959 г. Подписано к печати 22/I 1960 г.
Тираж 75 000 экз. Бумага $84 \times 108^1/_{32}$ 3,28 печ. л.
Т-01263 Уч.-изд. л. 3,6 Цена 1 р. 45 к. Заказ 627

Типография Госэнергоиздата. Москва, Шлюзовая наб., 10.

НОВЫЙ СОПЕРНИК ЭЛЕКТРОННОЙ ЛАМПЫ

12 лет назад страницы журналов всего мира облетело сенсационное сообщение об изобретении новой «радиолампы», которая не требует вакуума и нити накала. Новый усилительный прибор отличался чрезвычайно малыми размерами, высокой экономичностью и обещал иметь во много раз больший срок службы, чем обычные радиолампы. Основной частью этого прибора была маленькая пластинка, вырезанная из кристалла полупроводникового материала.

Так, в период бурного расцвета электронной техники, когда радиолампы успели уже пройти большой путь технического развития и стать весьма совершенными приборами, прочно вошедшими в современную технику, началась вторая молодость полупроводниковых усилителей.

Совсем в иных условиях проходила их первая жизнь.

... Начало 20-х годов. Предпринимаются первые попытки организовать радиовещание и дальнюю радиосвязь. Хотя радиолампа известна человечеству уже около 20 лет, слабое развитие электровакуумной техники и радиотехнической промышленности все еще заставляет широко пользоваться искровыми передатчиками и искать другие приборы для генерирования, обнаружения и усиления радиосигналов. И вот сотрудник Нижегородской радиолаборатории О. В. Лосев совершает открытие, известие о котором лихорадочно перепечатывают все иностранные радиожурналы: генерировать и усиливать может не только сложная в изготовлении вакуумная радиолампа, но и простой кристаллический детектор. Приемники Лосева — «кристадины» (рис. 1) — воспроизводятся в Европе и Америке, строятся прогнозы о скором вытеснении радиоламп кристаллами...

Однако недостаточность научных знаний об электрической природе кристаллов, слабое развитие лабораторной техники не позволили в то время глубоко исследовать процессы, происходящие в полупроводниках, и создать надежные высокоэффективные, не уступающие радиолампам полупроводниковые усилительные приборы. По мере даль-

нейшего совершенствования электронных ламп кристадин уступает место ламповым приемникам и уже к концу 20-х годов теряет практическое значение.

30-е годы явились триумфальным шествием электронной лампы. Улучшение усилительных свойств, создание многосеточных и мощных генераторных ламп, появление специальных ламп для работы на сверхвысоких частотах превратили радиолампу в универсальный прибор, способный решать широкий комплекс задач в самых различных обла-

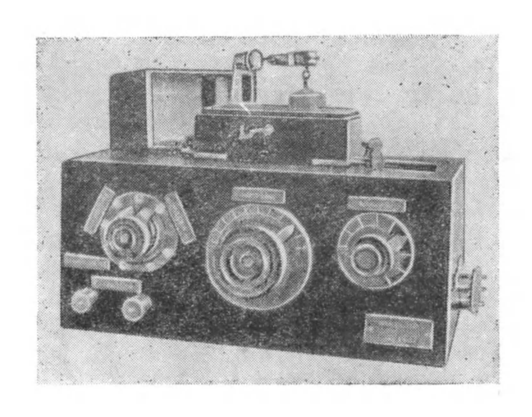


Рис. 1. Кристадин Лосева — первый радиоприемник, использовавший полупроводниковый усилитель (1922 г.)

стях техники и науки. Благодаря успехам электронной техники стали реальностью и «газета без бумаги и без расстояний» и массовое радиовещание, звуковое кино и телевидение, радиолокация и радиоастрономия, современные быстродействующие системы автоматики и телеуправления, радионавигация и электронные вычислительные машины, ультразвуковая техника и управление ядерными реакциями.

И чем более широкое применение находят электронные лампы, тем острее начинают проявляться некоторые принципиальные недостатки, свойственные им.

Еще в период второй мировой войны выявилась недостаточная надежность военной радиоаппаратуры, причем основная масса отказов была связана с неисправностью радиоламп. Вопросы срока службы и механической прочности радиоламп стали проблемами.

Широкое распространение радиовещательных приемников и телевизоров вскрывает другой серьезный недостаток современных радиоламп — их низкую экономичность. Достаточно указать, что в 1960 г. радиовещательные приемники и телевизоры в Советском Союзе будут расходовать столько же электроэнергии, сколько будет вырабатывать ее крупнейшая в мире Волжская ГЭС.

Развитие электронных вычислительных машин и других специальных устройств, включающих в себя тысячи радиоламп, выдвигает жесткие требования как к надежности и сроку службы ламп, так и к экономичности питания и минимальным размерам их.

Основные недостатки электронной лампы связаны с наличием в ней накаливаемого катода, потребляющего значительную энергию и имеющего малый срок службы, с необходимостью выдерживать точную геометрию большого числа электродов, которые часто представляют собой ювелирные изделия, и располагать их в вакууме, что неизбежно приводит к невысокой механической прочности и чрезвычайной сложности изготовления миниатюрных ламп. Следует также иметь в виду, что требование экономичности противоречит требованию большого срока службы, взаимно противоречивы и требования качества и механической прочности, с одной стороны, и миниатюрности — с другой. Поэтому дальнейшее улучшение радиоламп по всему комплексу предъявляемых современной техникой требований оказывается все более сложной задачей.

И уже в 40-х годах наблюдается стремление в ряде случаев переложить некоторые функции радиоламп на приборы других классов (рис. 2): кенотроны начинают заменяться селеновыми выпрямителями, вместо детекторных и смесительных ламп начинают применяться кремниевые и германиевые диоды с постоянной рабочей точкой. Конечно, эти приборы, так же как и магнитные и электромашинные усилители, способны решать лишь узкие специфические задачи и не могут серьезно конкурировать со всем классом электронновакуумных приборов. Основным универсальным усилительным и генераторным прибором остается радиолампа.

Но вот параллельно с прогрессом электронной техники, а в значительной мере и благодаря ему расширяются и углубляются представления человека о природе материи: развивается электронная теория металлов, обогащающая наши представления о физике металлических проводников

Области применения электронных приборов	Новые типы приборов 1940 1950 1960г.
1. Выпрямление переменного тока	Кенотрон Селеновый выпрямитель Германиевый диод . . .
2. Детектирование и преобразование в.ч. и с.в.ч.	Специальные лампы Кремниевый диод Германиевый диод . . .
3. Усиление н.ч (на малой мощности)	Электронные лампы Транзистор . . .
4. Усиление н.ч. (средней мощности до 100 вт)	Электронные лампы Транзистор . . .
5. Усиление в.ч.	Электронные лампы Транзистор . . .
6. Генерирование и усиление больших мощностей в.ч. и н.ч.	Генераторные лампы . . ?

Рис. 2. Начиная с 40-х годов, радиолампы начинают вытесняться полупроводниковыми приборами. Сейчас осталась только одна область, в которой лампа еще не может быть заменена: генерирование и усиление больших мощностей на высоких частотах.

и механизме их электропроводности; квантовая механика проливает новый свет на свойства электрона и его взаимодействие с другими частицами. Наконец, появляется зонная теория, которая позволяет объяснить свойства совершенно различных веществ — диэлектриков, проводников и полупроводников — с одной позиции: с точки зрения возможных энергетических состояний электрона. В ходе этого прогресса науки удается не только объяснить многие непонятные

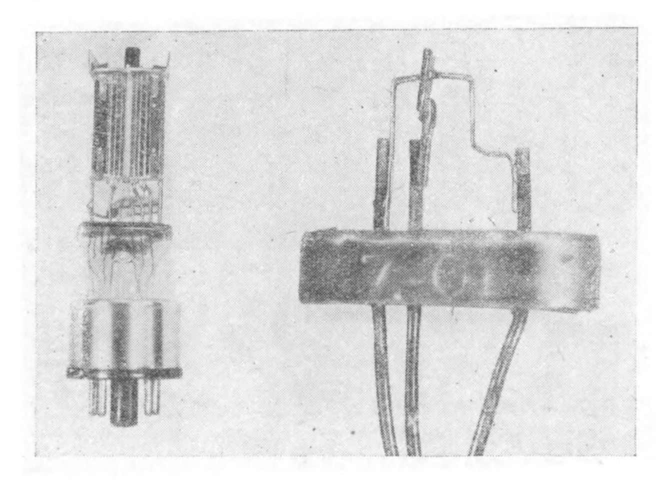


Рис. 3. Достаточно вскрыть колбу электронной лампы и транзистора, чтобы обнаружить исключительную простоту конструкции последнего (лампа уменьшена, транзистор увеличен).

прежде явления, но и вскрыть новые свойства материи, подчинить эти свойства воле человека. Этими достижениями и была подготовлена вторая жизнь полупроводниковых усилителей. Человек научился сознательно управлять движением электрона не только в вакууме, но и в толще кристалла, где электрон находится в непрерывном взаимодействии с другими частицами. В 1948 г. американцами Джоном Бардиным и Вальтером Браттейном был изготовлен первый трехэлектродный усилительный прибор, основанный на использовании особых свойств контактов с кристаллом полупроводника, — так называемый «точечный» транзистор.

Открытие нового усилительного прибора, не требовавшего вакуума и нити накала (рис. 3), имевшего чрезвычай-

по малые размеры (рис. 4) и обладавшего большим сроком службы (рис. 5), было теперь как нельзя кстати. И несмотря на то, что по своим усилительным свойствам первый транзистор с трудом шел в сравнение с современными радиолампами, за его усовершенствование сразу же взялся большой отряд специалистов

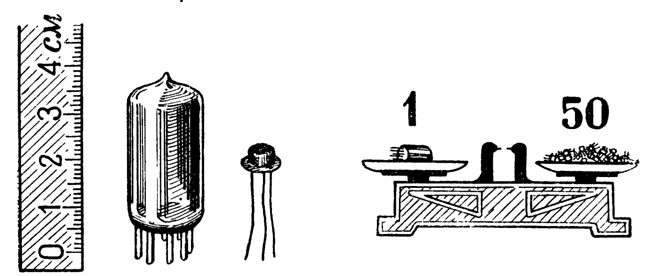


Рис. 4. Важнейшим преимуществом транзистора являются его малые размеры и вес.

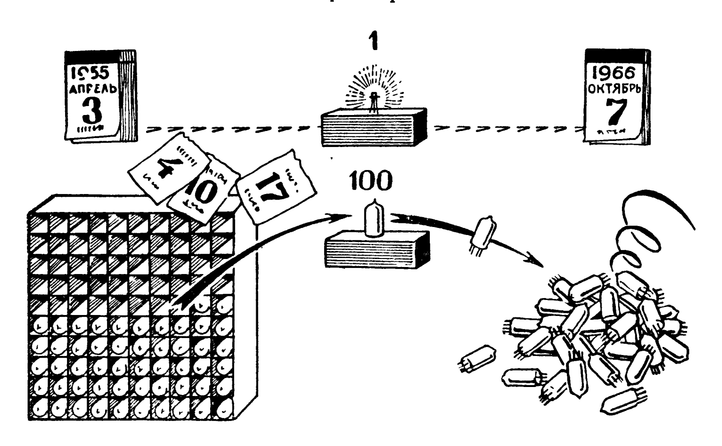


Рис. 5. Срок службы транзистора может достигать сотен тысяч часов.

Вильям Шокли в короткий срок разработал теорию транзисторов и изобрел новый, более совершенный тип их — так называемый «плоскостной» транзистор. Существенный вклад в теорию и технику полупроводников внесли и советские специалисты: акад. А. Ф. Иоффе, Б. И. Давыдов, акад. И. Е. Тамм.

Первым транзисторам были свойственны серьезные недостатки: высокий уровень шумов, ограниченный диапазон

рабочих частот, сильная зависимость электрических параметров от температуры, ограниченная мощность. Многие из них являются детскими болезнями молодой техники и успешно преодолеваются по мере накопления опыта и дальнейшего развития теории. Становится все яснее, что в лице транзистора старая электронная лампа встречает серьезного конкурента.

За короткий срок предельные рабочие частоты транзисторов выросли от нескольких сотен килогерц до тысячи

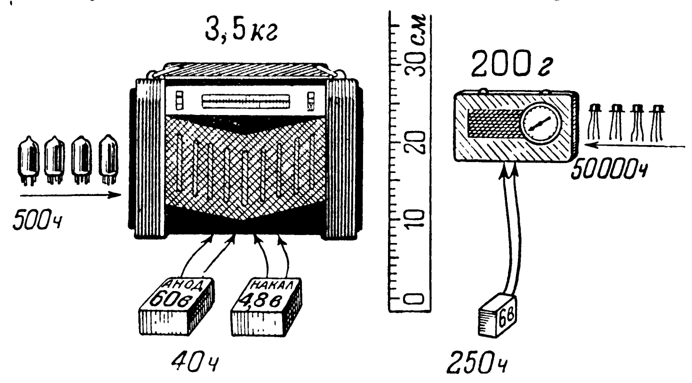


Рис. 6. Наибольший эффект дает применение транзисторов в портативной переносной радиоаппаратуре.

мегагерц. Наряду с маломощными приборами уже созданы транзисторы, обеспечивающие выходную мощность до 100 *вт* и выше. Появились полупроводники, способные работать при температурах выше 1 000° С. Резко снижен уровень собственных шумов транзисторов. Сейчас самые низкошумящие усилители часто удается создавать именно на транзисторах, а не на лампах. Что же касается миниатюрности, механической прочности и экономичности, то в этих вопросах пальма первенства безраздельно принадлежит транзисторам с момента их изобретения.

В ряде применений лампа уже не способна конкурировать с транзистором. Это прежде всего слуховые аппараты, размеры и вес которых при переходе к транзисторам уменьшились в 5—20 раз, а потребление энергии сократилось в 20—50 раз. Затем — это карманные («портсигарные») приемники (рис. 6), проблему которых с помощью радиоламп удовлетворительно решить не удалось вообще. Успешно продвигается внедрение транзисторов в вычислительные машины, в аппаратуру, предназначенную для дли-

тельной работы без контроля человека (например, промежуточные усилители в системах дальней связи), где требуются высокая надежность, экономичность и большой срок службы.

В настоящее время промышленностью выпускаются транзисторы, предназначенные для решения следующих задач (рис. 7).

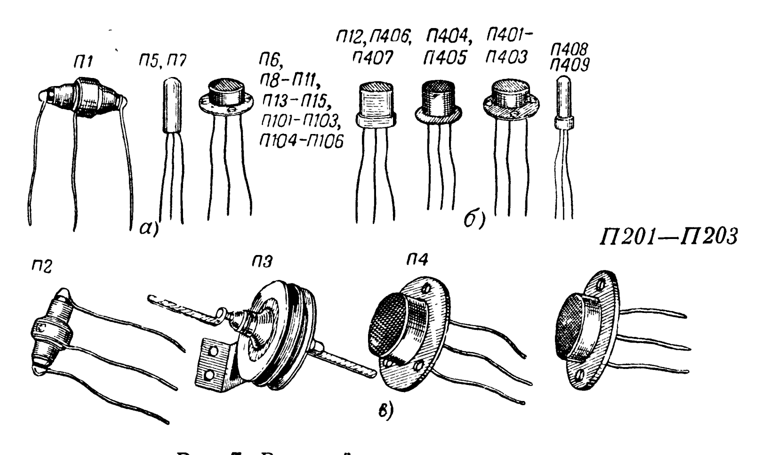


Рис. 7. Внешний вид транзисторов.

а — для усиления малых сигналов низкой частоты; *б* — то же высокой частоты; *в* — мощные низкочастотные транзисторы.

Универсальные маломощные транзисторы. Типичными представителями этой группы являются плоскостные германиевые транзисторы типов П13—П15, П8—П11 и кремниевые типов П101—П103.

Это высокоэкономичные усилительные приборы малых размеров, позволяющие успешно усиливать и генерировать сигналы низких и умеренно высоких частот (до 500—1 000 *кгц*). Один каскад усиления с таким транзистором способен обеспечить усиление мощности сигнала до 30 000 раз. Максимальная выходная мощность в однотактной схеме достигает 10—30 *мвт*. Для нормальной работы этих транзисторов требуется питание током до 1 *ма* при напряжении в несколько вольт, но усилительные свойства проявляются и при существенно меньших мощностях питания, совершенно немыслимых для обычных радиоламп, например при токе 10 *мка* и напряжении 0,2 *в*.

Мощные низкочастотные транзисторы. Эта группа включает в себя плоскостные транзисторы, предназначенные специально для оконечных и мощных предоконечных каскадов низкочастотных усилителей. Они также успешно применяются в преобразователях постоянного тока, повышающих напряжение от единиц и десятков до сотен и даже тысяч вольт, в усилителях постоянного тока, работающих на исполнительные механизмы (реле, двигатели), генераторах низкой частоты (до нескольких десятков килогерц) и импульсных схемах при умеренных частотах. К этой группе приборов относятся транзисторы типов П4 и П201 — П203, а также выходящие из употребления транзисторы старых типов П2 и П3. Эти транзисторы обеспечивают выходную мощность от десятых долей ватта (П2) до нескольких десятков ватт (П4 в двухтактной схеме в режиме класса В).

Высокочастотные маломощные транзисторы. В течение ряда лет считали, что наиболее высокочастотными транзисторами могут быть точечные. Поэтому, несмотря на появление более совершенных и надежных плоскостных триодов, продолжали совершенствовать и выпускать точечные. В отечественном ассортименте имеется четыре группы точечных транзисторов (С1, С2, С3 и С4), предельные частоты усиления которых достигают 10 *Мгц*.

Но, как показали достижения последних лет, наиболее высокочастотными приборами являются особые разновидности плоскостных транзисторов (так называемые «поверхностно-барьерные», транзисторы с двухслойной базой, «диффузионные» и др.). Эти приборы уже освоены в массовом производстве. Они пригодны для усиления и генерирования сигналов с частотой от единиц мегагерц (П12, П406) до десятков (П401, П402) и даже сотен мегагерц (П403, П410, П411). Эти транзисторы оказываются также прекрасными приборами для быстродействующих импульсных схем и широкополосных усилителей.

Мощные высокочастотные транзисторы. В основе создания высокочастотных транзисторов лежит миниатюризация геометрии рабочих элементов. Это в свою очередь приводит к утяжелению теплового режима транзистора и ограничивает допустимые мощности. В связи с этим долгое время не удавалось создать мощный высокочастотный транзистор. Однако интенсивные исследования уже дали первые положительные результаты и в этом направлении.

Несмотря на то, что пути дальнейшего резкого увеличения мощности высокочастотных транзисторов еще не ясны, уже созданный ассортимент полупроводниковых приборов является мощным средством совершенствования радиоэлектронной аппаратуры. Заслуги создателей современных усилительных полупроводниковых приборов были высоко оценены присуждением В. Шокли, Д. Бардину и В. Браттейну Нобелевской премии 1956 г.

КАК УСИЛИВАЕТ КРИСТАЛЛ

Наблюдается некоторое подобие общей схемы действия транзистора и обычного вакуумного триода (рис. 8).

В транзисторе можно найти электрод, аналогичный катоду радиолампы, функцией которого является испускание элементарных заряженных частиц, так называемый эмиттер. Далее имеется пространство, в котором эти частицы распространяются, называемое базой. И, наконец, есть электрод, подобный аноду, собирающий на себе основную массу испущенных эмиттером зарядов — коллектор.

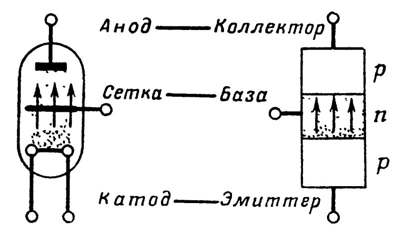


Рис. 8. Можно обнаружить некоторое сходство в принципах действия транзистора и электронной лампы.

Управлять током коллектора можно путем сообщения базе того или иного потенциала относительно эмиттера. Таким образом, база может быть уподоблена управляющей сетке.

Однако эта аналогия дает весьма поверхностное приближение к процессам, происходящим в транзисторе.

В действительности они значительно сложнее и существенно отличаются от принципов, с которыми мы встречаемся в вакуумных электронных лампах. Коренное отличие состоит в том, что все процессы в транзисторе происходят не в вакууме, а в объеме кристаллической решетки особым образом приготовленного полупроводника, большей частью германия.

Несмотря на то, что химики относят элемент германий к металлам, его электрические свойства резко отличаются от свойств хорошо знакомых нам металлов-проводников и механизм электропроводности германия совершенно иной. В отличие от проводниковых металлов, у которых колос-

сальное количество электронов не связано с определенными атомами и может свободно переносить электрические заряды через объем проводника, образуя при приложении внешнего напряжения электрический ток, в кристаллах германия подавляющая масса электронов довольно жестко связана с определенными атомами, причем именно эти закономерные связи атомов посредством электронов и обусловливают кристаллическую структуру германия (рис. 9).

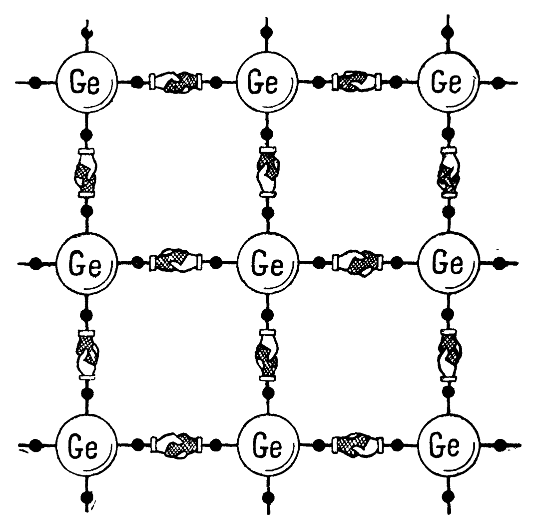


Рис. 9. Прочность кристаллической решетки германия объясняется тем, что каждый атом германия посредством своих четырех внешних электронов вступает в связи с четырьмя атомами-соседями; однако свободных электронов не остается и кристалл не проводит электрического тока.

Поэтому электрическое сопротивление чистого германия обычно превышает сопротивление проводниковых металлов в тысячи раз.

Однако при повышении температуры, освещении кристалла и некоторых других воздействиях наблюдается резкое снижение сопротивления германия. Современная физика объясняет это тем обстоятельством, что связи некоторой части электронов с атомами германия недостаточно прочны и при определенных внешних воздействиях легко нарушаются, причем высвобождаются сразу носители электрических зарядов двух видов (рис. 10): электроны (носители

отрицательного электричества) и так называемые «дырки» (носители положительного электричества).

Дыркой образно назвали то место, в котором находился высвобожденный из связи электрон. По сути дела дырка представляет собой не какую-то особую частицу, а просто излишек положительного электричества, появляющийся в районе атомов, связь между которыми нарушена из-за ухода электрона. При этом оказывается, что дырка может

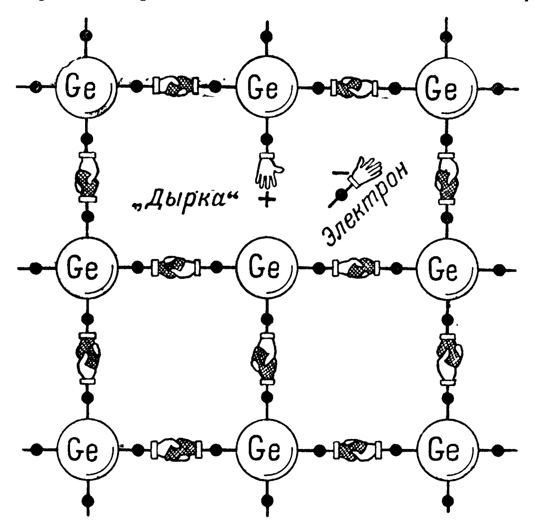


Рис. 10. При вырывании электрона из связи одновременно появляются два носителя электричества: электрон (—) и дырка (+).

передвигаться подобно высвобожденным из связей электронам. Подвижность дырки объясняют не перемещением атомов с некомпенсированным положительным зарядом — они очень прочно удерживаются в соответствующих узлах кристаллической решетки, а способностью перескакивать на место нарушенной связи одного из электронов, участвующих в связях соседних атомов, причем первоначальная дырка пропадает, а появляется дырка рядом и т. д., как бы по эстафете (рис. 11).

Прохождение электрического тока через кристалл германия объясняется вступлением свободных электронов и дырок в направленное движение под влиянием внешнего напряжения. Электроны движутся при этом, как и в проводниках, от минуса к плюсу, а дырки, являясь носителями

положительного заряда, — навстречу: от плюса к минусу. Полный ток равен сумме электронного и дырочного токов.

Описанный механизм проводимости свойственен не только германию, но и всему классу полупроводниковых материалов, в том числе и получающему в настоящее время все большее применение кремнию.

Отличительными особенностями поведения носителей электричества в полупроводниках является способность их к диффузии и рекомбинации.

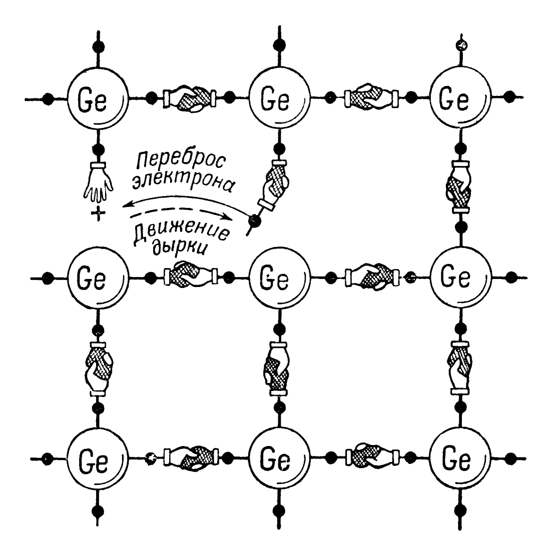


Рис. 11. Подвижность дырки объясняется возможностью связанных электронов перескакивать из одной связи в другую, причем дырка перемещается навстречу перескочившему электрону.

Высвобожденные тем или иным способом электроны и дырки хаотично перемещаются по объему кристалла. Однако наряду с беспорядочным движением их всегда наблюдается и неправильное перемещение носителей в те области кристалла, где их количество (точнее концентрация) меньше, что приводит к выравниванию концентрации носителей заряда по объему кристалла. Такое самопроизвольное выравнивание концентрации носителей по своей природе аналогично распространению тепла в металлических предметах от нагретого участка к холодному и называется диффузией.

Суть рекомбинации состоит в том, что носители противоположных знаков, путешествуя по объему кристалла, могут при встрече пропадать: свободный электрон, попадая в дырку, восстанавливает утраченную здесь когда-то связь и лишается дальнейшей свободы перемещения. Одновременно, разумеется, пропадает и дырка. В связи с этим говорят об ограниченном «времени жизни» носителей электричества в полупроводниках.

Сильно увеличить электропроводность полупроводников удается путем введения самых ничтожных количеств некоторых посторонних примесей. Выбирая соответствующую примесь, можно получить кристаллы германия с ярко выраженной электронной проводимостью и подавленной дырочной (так называемый германий *n*-типа) или, наоборот, с преобладающей дырочной проводимостью (германий *p*-типа). Дело в том, что атомы примеси могут, не нарушая структуры кристаллической решетки германия, внедряться в ее узлы вместо отдельных атомов германия. При этом, если число внешних электронов у примесных атомов не равно числу их у атомов германия, то либо остаются лишние электроны, либо образуются дополнительные дырки, чем объясняется как увеличение проводимости, так и преобладание того или иного типа проводимости (рис. 12).

Типичный современный транзистор (плоскостной) представляет собой монокристаллическую пластинку, в которой благодаря введению особых примесей образованы три области с чередующимися типами проводимости: *p-n-p* или *n-p-n*.

Дальнейший рассказ мы поведем применительно к транзистору наиболее распространенного типа *p-n-p*, хотя принципы работы транзисторов типа *n-p-n* совершенно аналогичны, с той лишь разницей, что электроны и дырки обмениваются функциями.

Основную роль в процессах, происходящих в транзисторе, играют так называемые электронно-дырочные переходы (*p-n*-переходы) — границы раздела областей с противоположными типами проводимости.

В транзисторе таких переходов два.

Если включить один *p-n*-переход в цепь переменного тока (рис. 13), то нетрудно обнаружить, что ему присущи свойства выпрямителя: для тока одного направления он представляет очень малое сопротивление (единицы ом), а для тока обратного направления — очень большое (сотни килоом).

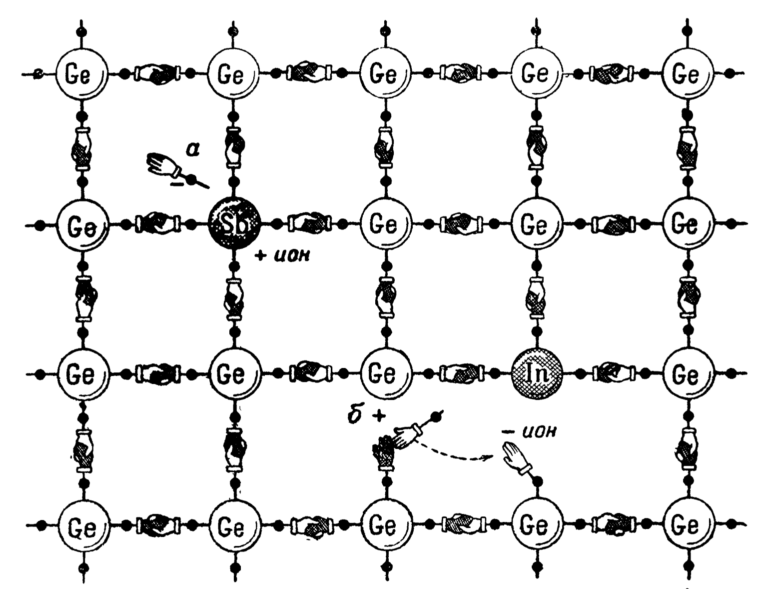


Рис. 12. Замещая отдельные атомы германия атомами других веществ например сурьмы (Sb), имеющими пять валентных электронов, или индия (In), имеющими три валентных электрона, можно получать в кристалле дополнительные свободные электроны (*а*) или дырки (*б*).

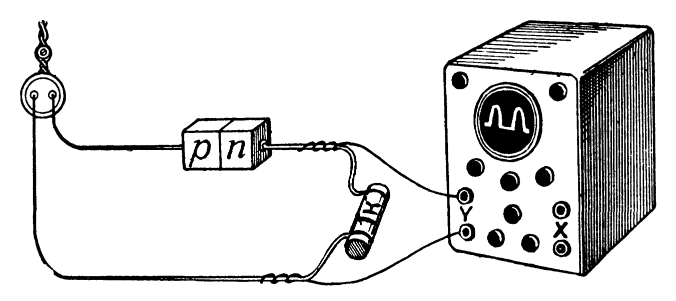


Рис. 13. При включении *p-n*-перехода в цепь переменного тока обнаруживаются присущие ему свойства выпрямителя.

Объясняется это следующим образом.

В связи с тем, что концентрации свободных электронов и дырок в *p*- и *n*-областях различны, при возникновении *p-n*-перехода сразу же начинается диффузия носителей электричества через переход: дырки из области *p*-типа, где их концентрация велика, переходят в *n*-область, где их

мало, а электроны, наоборот, из *n*-области в *p*-область. Это приводит к тому, что *n*-область приобретает положительный заряд, а *p*-область заряжается отрицательно (рис. 14). На границе же раздела областей появляется электрическое поле этих зарядов, причем это поле E (рис. 14) противодействует дальнейшему переходу носителей через границу.

В результате на границе раздела *n*- и *p*-областей возникает устойчивый потенциальный барьер, характеризую-

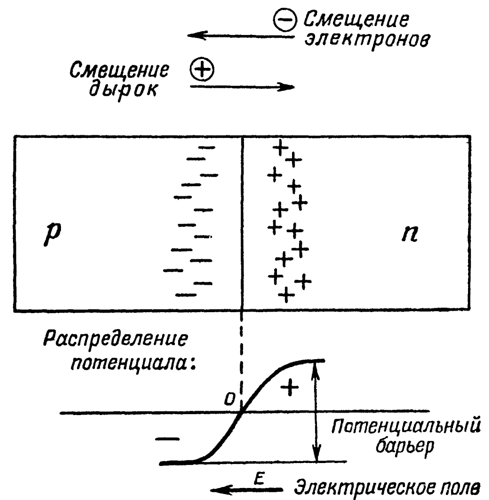


Рис. 14. В результате диффузионного смещения носителей через *p*-*n*-переход при его образовании на границе раздела возникает потенциальный барьер.

щийся динамическим равновесием сил диффузии носителей и встречного поля.

Если теперь приложить к *p*-*n*-переходу внешнее напряжение так, что к положительно заряженной *n*-области будет присоединен плюс, а к отрицательно заряженной *p*-области — минус (рис. 15,*а*), то исходный потенциальный барьер будет еще более повышен и через *p*-*n*-переход удастся прорваться лишь ничтожному количеству носителей тока. Следовательно, электрическое сопротивление *p*-*n*-перехода будет велико, а ток через него — очень мал (у хороших переходов меньше 1 *мка*) во всем интервале рабочих напряжений. Такое включение *p*-*n*-перехода называют обратным.

Если же к n-области приложить минус, а к p-области — плюс внешнего источника напряжения (рис. 15,б), то дырки, внедряющиеся из p-области в n-область, легко будут компенсироваться электронами, поступающими из внешней цепи от присоединенного к n-области отрицательного полюса источника, а электроны, переходящие из n-области в p-область, будут уходить к присоединенному к p-области положительному полюсу источника. Потенциальный барьер упа-

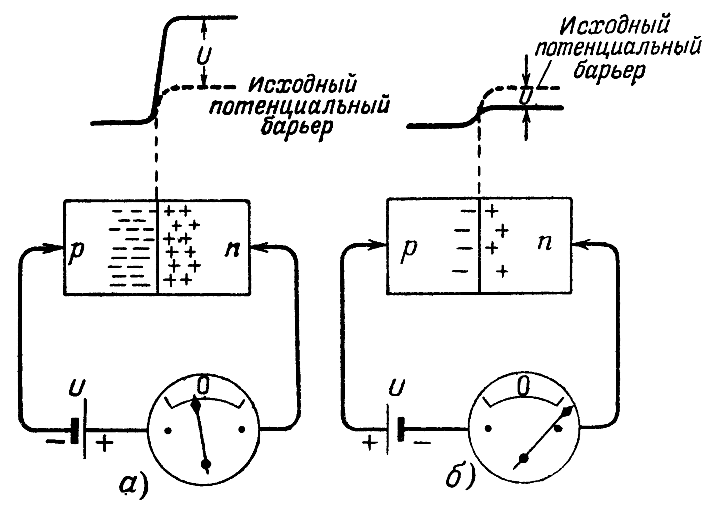


Рис. 15. Поведение p-n-перехода при приложении обратного (а) и прямого (б) напряжения.

дет, условия перехода носителей через него облегчатся, и все новые и новые количества дырок будут поступать из p-области в n-область.

При таком включении перехода, называемом прямым, ток через переход может достигать колоссальных значений, губительных для пластинки германия, если в цепь не введено ограничивающее ток сопротивление.

Варьируя количество примесей, введенных в p- и n-области, можно добиться преобладания в прямом токе либо дырочной, либо электронной составляющей.

В принципе конструкция транзистора симметрична: посредине — область с одним типом проводимости, по краям ее — области с другим типом проводимости. Однако для того, чтобы такой прибор начал проявлять усилительные свойства, его надо превратить в несимметричный прибор

путем подачи питания на один переход в прямом направлении, а на другой—в обратном (рис. 16).

Переход, включаемый в прямом направлении, называют эмиттерным, а в обратном—коллекторным. В соответствии с этим присваивают различные названия (эммиттер и коллектор) крайним областям, обладающим одинаковым типом проводимости. Если бы не было эмиттерного перехода вблизи коллекторного, то ток в цепи коллектора был бы ничтожно малым, так как коллекторный переход включен в обратном направлении. Такое являение наблюдается при отключении эмиттера от источника питания его (рис. 17). Ток, проходящий при этом через коллектор, называют обратным током коллектора (обозначают $I_{к.о}$) и считают важным параметром транзистора, характеризующим качество, температурную стабильность и ряд других свойств прибора. Чем меньше значение $I_{к.о}$, тем доброкачественнее транзистор.

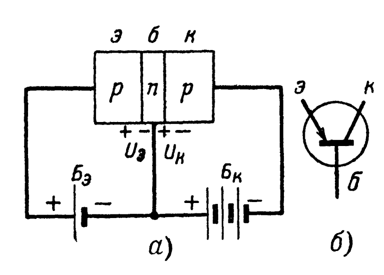


Рис. 16. Схема подачи питания на электроды транзистора типа *р-п-р* (*а*) и условное обозначение такого транзистора (*б*).
э — эмиттер; *б* — база; *к* — коллектор.

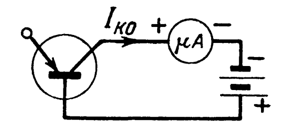


Рис. 17. Обратный ток коллектора $I_{к.о}$, измеряемый при отключенном эмиттере, является важной характеристикой транзистора.

При пропускании прямого тока через эмиттерный переход нетрудно заметить, что ток коллектора существенно возрастает и приобретает значение, близкое к току эмиттера. Это явление можно понять, рассмотрев механизм прохождения тока в транзисторе, поясняемый рис. 18.

При изготовлении транзистора *р*-область эмиттера насыщают примесью, создающей дырочную проводимость в значительно большей мере, чем область базы примесью, дающей электронную проводимость.

В результате концентрация дырок в эмиттере оказывается значительно больше не только концентрации дырок в области базы, но даже концентрации электронов в базе.

Поэтому прямой ток, проходящий через эмиттерный переход, в основном состоит из дырок, поступающих из эмиттера в базу (*а* на рис. 18), и лишь в ничтожной части из электронов, переходящих из базы в эмиттер (*б* на рис. 18). Происходит так называемая инъекция (впрыскивание) дырок эмиттером в базу, аналогичная эмиссия электронов из катода вакуумной электронной лампы. Впрыснутые в базу дырки имеют ограниченное «время жизни», в течение которого они должны рекомбинировать с электронами.

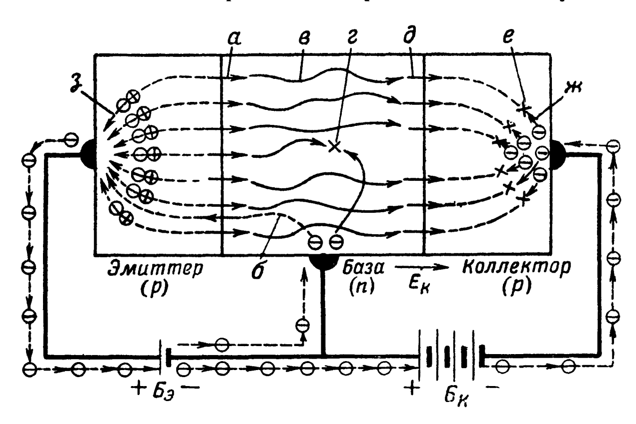


Рис. 18. Схема распределения тока эмиттера в плоскостном транзисторе типа *р-п-р*.

а — инъекция дырок, *б* — электронная составляющая эмиттерного тока; *в* — диффузия дырок в базе; *г* — рекомбинация в базе; *д* — „дрейф" дырок через коллекторный переход под действием поля $E_К$; *е* — рекомбинация в коллекторе; *ж* — приток электронов к коллекторному переходу из внешней цепи; *з* — уход электронов из эмиттера во внешнюю цепь.

Однако благодаря диффузии впрыснутые дырки начинают перемещаться в область базы, прилегающую к коллектору, где их концентрация меньше (*в* на рис. 18).

Толщина базы в транзисторе очень мала (десятки и даже единицы микрон). Поэтому, несмотря на относительно малую скорость диффузионного перемещения, по пути к коллектору успевает рекомбинировать (*г* на рис. 18) весьма малая доля общего количества дырок, впрыснутых эмиттером. Попадая же в область коллекторного перехода, к которому приложено значительное обратное напряжение, дырки подвергаются действию сильного ускоряющего поля, втягиваются им и моментально захватываются коллектором (*д* на рис. 18), где и «оканчивают жизнь» за счет рекомбинации (*е* на рис. 18) с электронами, поступающими

(*ж* на рис. 18) из источника питания коллекторной цепи $Б_к$.

Несмотря на непрерывную инъекцию дырок эмиттером, запасы их в эмиттере не убавляются, так как одновременно с переходом дырок из эмиттера в базу эмиттер покидает соответствующее количество электронов (*з* на рис. 18), уходящих во внешнюю цепь к положительному зажиму источника $Б_э$, в результате чего в эмиттере появляются новые дырки.

Таким образом, под действием батареи $Б_э$ в эмиттере непрерывно генерируются пары электрон—дырка, причем электроны выходят во внешнюю цепь, а дырки благодаря инъекции через эмиттерный переход, диффузии через базу и захвату коллектором в основном добираются до коллектора, где рекомбинируют и вызывают этим приток соответствующего числа электронов из источника $Б_к$. За вычетом небольшого тока базы, связанного с электронной составляющей тока через эмиттерный переход и частичной рекомбинацией дырок в области базы, ток, введенный в эмиттер, передается в цепь коллектора.

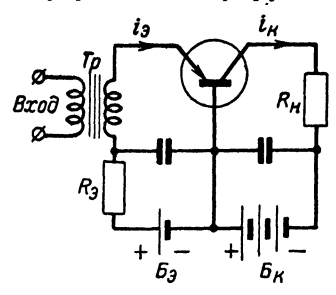


Рис. 19. Принципиальная схема усилителя с общей базой.

Изменяя ток эмиттера, можно тем самым менять и ток коллектора. Поскольку эмиттерный переход работает в прямом направлении, напряжение, прикладываемое к зажимам эмиттер—база, мало (порядка 0,1—0,2 *в*). Коллекторный переход, работающий в обратном направлении, напротив, допускает питание достаточно высоким напряжением (до нескольких десятков вольт).

Из этих соображений уже очевидна возможность усиления с помощью транзистора, ибо ток, вводимый в цепь эмиттера при малом напряжении, передается в цепь коллектора со значительно большим напряжением.

Схема простейшего усилителя с транзистором показана на рис. 19.

Исходная рабочая точка транзистора однозначно определяется током эмиттера и напряжением на коллекторе. Выбор рабочей точки обеспечивается соответствующим выбором источников питания $Б_к$ и $Б_э$ и ограничивающего ток эмиттера сопротивления $R_э$. В цепь эмиттера, кроме того

вводится усиливаемый сигнал (в схеме на рис. 19 — при помощи трансформатора Tp). В цепь коллектора включается полезное нагрузочное сопротивление $R_н$. Входное сопротивление триода $R_{вх}$ мало, так как эмиттерный переход включен в прямом направлении. Сопротивление же нагрузки $R_н$ можно взять достаточно большим при надлежащем выборе напряжения батареи $Б_к$. Тогда мощность сигнала в нагрузочном сопротивлении будет больше мощности, подводимой к транзистору, т. е. будет иметь место усиление. Коэффициент усиления по мощности можно оценить следующим образом:

$$K_P = \frac{P_н}{P_{вх}} = \frac{i_к^2 R_н}{i_э^2 R_{вх}} \approx \frac{R_н}{R_{вх}},$$

так как $i_к \approx i_э$ (здесь через $i_к$ и $i_э$ обозначены действующие значения переменных составляющих токов коллектора и эмиттера).

Рассматриваемая схема включения транзистора называется схемой с общей базой, так как вывод базы является общим для входной и выходной цепей транзистора.

Для этой схемы характерно отсутствие усиления по току ($i_к \approx i_э$). Усиление по напряжению и мощности, как это следует из приведенной выше формулы, возможно лишь при условии, что полезное сопротивление нагрузки выбрано больше входного сопротивления транзистора.

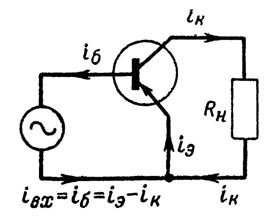


Рис. 20. Основная схема усилителя на транзисторе: с общим эмиттером (для упрощения цепи питания не показаны).

Значительно большее усиление может быть получено в схеме с общим эмиттером, которую вообще считают основной схемой включения транзистора (рис. 20).

В этой схеме сигнал по-прежнему подводится к эмиттерному переходу, включенному в прямом направлении. Однако нагрузочное сопротивление присоединено своим нижним концом уже не к базе, а к эмиттеру. При этом источнику усиливаемого сигнала приходится создавать не весь ток эмиттера, а только ту небольшую его часть, которая теряется по пути от эмиттера к коллектору, равную току базы:

$$i_б = i_э - i_к.$$

Поэтому при таком включении входное сопротивление транзистора оказывается в десятки раз выше, чем у схемы с общей базой, появляется заметное усиление по току

$$K_i = \frac{i_к}{i_б}$$

и сохраняется практически прежнее усиление по напряжению.

Иногда применяется третья схема включения транзистора — с общим коллектором. Эта схема (рис. 21) похожа по своим свойствам на схему катодного повторителя с электронной лампой: усиление по напряжению отсутствует ($u_{вых} \approx u_{вх}$), входное сопротивление особенно велико (до единиц мегом), выходное сопротивление очень мало (десятки ом). Однако эта схема дает небольшое усиление по мощности и применяется только в особых случаях.

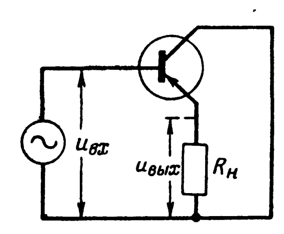


Рис. 21. Усилитель по схеме с общим коллектором (для упрощения цепи питания не показаны).

Для большей наглядности сравнительные характеристики трех схем включения плоскостных транзисторов приведены в табл. 1.

Таблица 1

Характеристика схемы	Схема включения транзистора		
	с общей базой	с общим эмиттером	с общим коллектором
Входное сопротивление	Малое (30—100 *ом*)	Среднее (400—2 000 *ом*)	Большое (5—200 *ком*)
Выходное сопротивление	Большое (0,2—1 *Мом*)	Среднее (25—100 *ком*)	Малое (30—10 000 *ом*)
Усиление по току	Отсутствует (около 1)	Одинаковое (10 — 100)	
Усиление по напряжению	Одинаковое (1 000—5 000)		Отсутствует (около 1)
Усиление по мощности при согласовании	Среднее (30 *дб*)	Большое (40 *дб*)	Малое (15 *дб*)
Усиление по мощности в многокаскадных усилителях на сопротивлениях	Отсутствует	Большое (25 *дб* на каскад)	Малое (до 30 *дб* на весь усилитель)

Средние числовые значения, указанные в таблице, соответствуют усилителям, работающим при малом уровне выходной мощности (не более единиц милливатт) в типичной рабочей точке (1 *ма* при 5—10 *в*).

В отличие от ламповых схем усиление устройств с транзисторами, как правило, оценивают с помощью коэффициента усиления по мощности.

Как известно, лампа в наиболее распространенной схеме включения (с общим катодом) требует шунтирования входной цепи (сетка—катод) сопротивлением, существенно меньшим (0,2—1 *Мом*), чем входное сопротивление собственно лампы (десятки мегом). Обычно еще меньшие значения сопротивлений (десятки и сотни килоом) приходится выбирать для нагрузочных сопротивлений. При этом для возбуждения собственно лампы очередного каскада тратится ничтожно малая доля всей мощности, создаваемой предыдущим каскадом и в основном рассеиваемой в схемных сопротивлениях. Поэтому вопрос об усилении по мощности в ламповых схемах обычно отступает на задний план.

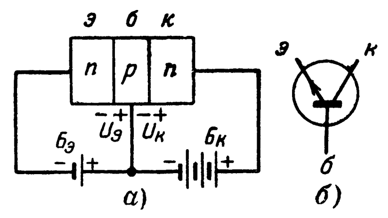


Рис. 22. Схема подачи питания на электроды транзистора типа *n-p-n* (*а*) и условное обозначение такого транзистора (*б*). Сравните с рис. 16.

У транзисторов же из-за присущего им относительно низкого входного сопротивления довольно легко избежать существенных потерь мощности усиливаемого сигнала в схемных элементах и передавать на возбуждение следующего транзистора основную часть всей мощности, развиваемой предыдущим транзистором. Поэтому более наглядным и правильным оказывается рассмотрение коэффициента усиления по мощности, тем более что задачей всякого усилителя в конечном счете является именно усиление мощности сигнала.

Все сказанное о транзисторах типа *p-n-p* может быть перенесено и на транзисторы типа *n-p-n*, если только не забыть о том, что функции электронов и дырок у них противоположные. В связи с этим и полярности питающих напряжений для транзисторов типа *n-p-n* обратные (рис. 22).

Наличие транзисторов, имеющих противоположные полярности питания, позволяет осуществлять ряд оригинальных схем, отсутствующих в ассортименте ламповых схем.

ЭКОНОМИЧНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ДЛЯ ДЕТЕКТОРНЫХ ПРИЕМНИКОВ

Усилители-приставки на транзисторах оказываются несравненно более экономичными, чем ламповые усилители.

Для питания их достаточно одной-двух батареек от карманного фонаря. Размеры деталей усилителей с транзисторами настолько незначительны, что весь усилитель часто удается разместить в корпусе самого детекторного приемника.

Простейший усилитель с одним транзистором (рис. 23) позволяет существенно повысить громкость радиоприема, прослушивать радиопередачи одновременно на несколько головных телефонов (их включают для этого последовательно).

Кроме транзистора *T*, в качестве которого может работать любой маломощный транзистор типа П1, П6 или П13—П15, в схеме имеются лишь три детали: конденсатор *C*, отделяющий схему детекторного приемника от цепей питания усилителя, сопротивление R_1, создающее цепь постоянного тока для детектора, и сопротивление R_2, служащее для установки необходимого тока коллектора транзистора. Источником питания может служить любая батарея, дающая напряжение 1,5—10 *в*, например батарейка от карманного фонаря или даже один элемент.

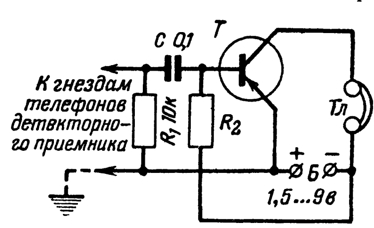


Рис. 23. Принципиальная схема простейшего усилителя с одним транзистором.

Для хорошей отдачи полезной мощности транзистор подобно выходным лампам требует определенного согласования с сопротивлением нагрузки. В качестве телефонов желательно применять высокоомные (2 000 *ом*).

Особо следует остановиться на роли сопротивления R_2. Как мы видели выше, для нормальной работы транзистора нужно, чтобы к каждому *p-n*-переходу было приложено напряжение: к коллекторному переходу — «обратное», а к эмиттерному — «прямое». В схеме на рис. 16 для этой цели были применены две индивидуальные батареи. Однако из той же схемы видно, что напряжения на эмиттерном и коллекторном переходах имеют такую полярность, что в принципе их можно создать с помощью одной батареи, включенной между эмиттером и коллекторном. При этом уже за счет одного обратного тока коллектора на эмиттерном переходе может возникнуть необходимое для нормальной инъекции дырок падение напряжения. В этом случае усилитель будет работать даже в отсутствие сопротивления R_2.

Но в большинстве случаев, особенно у хороших транзисторов с малым обратным током коллектора $I_{к.о}$, произвольное падение напряжения на эмиттерном переходе получается малым, недостаточным для нормальной инъекции дырок. Тогда, вводя сопротивление R_2, можно увеличить ток через эмиттерный переход и вызвать дополнительное смещение его в прямом направлении. Это приведет к усилению инъекции дырок и соответственно к увеличению тока коллектора.

Изменяя величину сопротивления R_2 в пределах 50 *ком*—2 *Мом*, можно в широких пределах изменять ток коллектора и, варьируя таким образом рабочую точку транзистора, добиться наиболее эффективной работы усилителя.

Важнейшим усилительным параметром транзистора является коэффициент усиления по току, показывающий, во сколько раз амплитуда тока усиливаемого сигнала в выходной цепи больше амплитуды тока сигнала во входной. Статический коэффициент усиления по току (при отсутствии сопротивлений в выходной цепи) для схемы с общей базой обозначают символом α (альфа) или h_{21}, а для схемы с общим эмиттером β (бэта) или h'_{21}.

В паспортах транзисторов обычно указывают значение α. Однако значения α и β жестко связаны между собой простой зависимостью:

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}, \text{ или } \alpha = \frac{\beta}{\beta + 1},$$

так что при необходимости всегда можно перейти от одного параметра к другому. Для облегчения этого перехода на рис. 24 приведена номограмма.

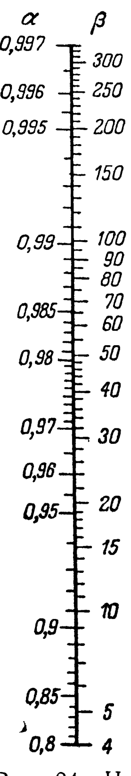


Рис. 24. Номограмма для пересчета коэффициентов усиления по току в схеме с общей базой (α) и общим эмиттером (β).

Имея в распоряжении несколько транзисторов различных марок и испытывая их поочередно в схеме усилителя (при этом для каждого транзистора может потребоваться индивидуальный подбор сопротивления R_2), нетрудно убедиться в том, что транзисторы с большими значениями β (П6Г, П13А) дают боль-

шую промкость приема, чем транзисторы с малым β (П6А, П13).

На рис. 25 представлен вариант конструкции усилителя по схеме рис. 23, смонтированного в виде переходной вилки. Питание этого усилителя осуществляется от одного элемента типа ФБС, запаса энергии которого хватает более чем на 500 *ч* работы усилителя. Сопротивление R_2 подбирается в этой схеме так, чтобы ток коллектора составлял 0,4—0,5 *ма*. Ток коллектора можно контролировать непосредственно миллиамперметром, включаемым последова-

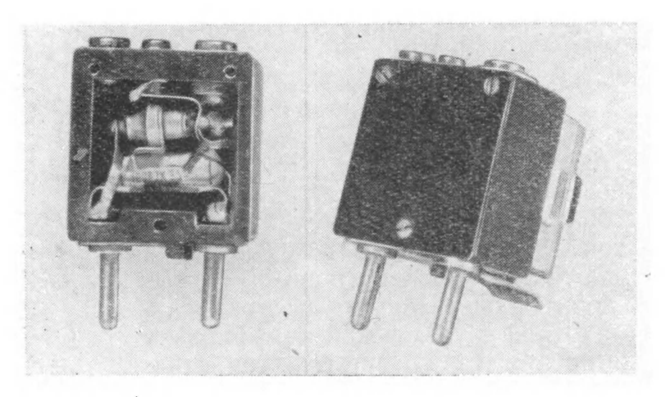


Рис. 25. Усилитель-приставка, выполненный по схеме рис. 23.

тельно с телефонами, или путем измерения высокоомным вольтметром (10—20 *ком*) падения напряжения на телефонах с известным сопротивлением постоянному току.

При использовании телефонов с сопротивлением более 2 000 *ом* или включении нескольких пар телефонов последовательно надо или уменьшить ток коллектора, или увеличить напряжение питания.

Усилитель в виде представленной на рис. 24 конструкции включается в гнезда телефонов детекторного приемника, а в гнезда, расположенные сверху, включаются телефоны. Для включения питания достаточно вынуть элемент из пружин, укрепленных сбоку корпуса.

Простейший двухкаскадный усилитель собирается путем повторения двух одиночных каскадов по схеме рис. 23, как это показано на рис. 26. Сигнал, усиленный первым транзистором, подается через разделительный конденсатор C_2 на базу второго транзистора, а для подачи питания на коллек-

тор первого транзистора применяется сопротивление R_3. Это двухкаскадный усилитель с реостатно-емкостной связью или усилитель на сопротивлениях с транзисторами, включенными по схеме с общим эмиттером.

В усилителе по схеме рис. 26 можно применять любые маломощные транзисторы (П1, П6, П13—П15). Токи в це-

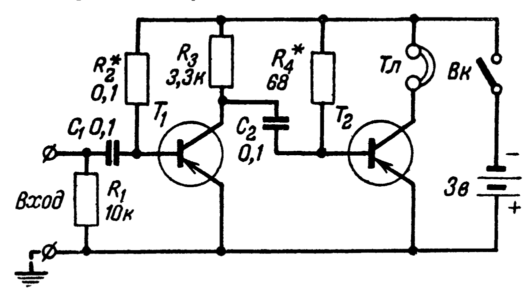


Рис. 26. Принципиальная схема усилителя с двумя транзисторами (звездочками помечены сопротивления, требующие индивидуального подбора).

пях коллекторов устанавливаются соответствующим подбором сопротивлений R_2 и R_4 и должны составлять около 0,5 *ма* у транзистора T_1 и порядка 1 *ма* у транзистора T_2. При этом напряжение между коллектором и эмиттером каждого транзистора будет порядка 1 *в*.

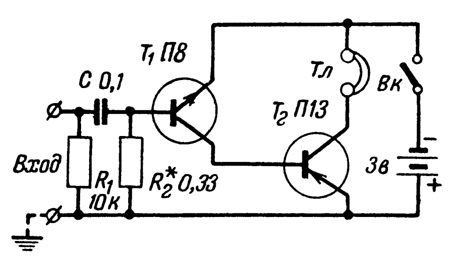


Рис. 27. Простейший двухкаскадный усилитель с комбинацией транзисторов *n-p-n* и *p-n-p*.

Двухкаскадный усилитель на транзисторах типов *p-n-p* и *n-p-n*. Применяя транзисторы с противоположными типами проводимости (*p-n-p* и *n-p-n*), можно упростить схему двухкаскадного усилителя на сопротивлениях, изъяв из нее разделительный конденсатор (рис. 27).

Поскольку транзистор *n-p-n* требует обратной полярности питающего напряжения, его удается включить вместо сопротивления, создающего ток базы второго транзистора, причем транзистор типа *n-p-n* (T_1) оказывается включенным по схеме усилителя с общим эмиттером. Под-

бором сопротивления R_2 добиваются наилучшей работы усилителя.

Улучшенный вариант этого усилителя с регулятором громкости и сопротивлением R_4, стабилизирующим режим второго транзистора, приведен на рис. 28.

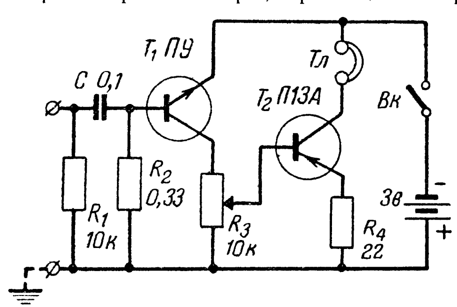


Рис. 28. Улучшенный вариант схемы рис 27.

Усилитель с трансформаторной связью. Описанные выше усилители на сопротивлениях неполностью используют усилительные свойства транзисторов из-за отсутствия согласования. Под согласованием понимается такое использование транзистора, при котором сопротивление нагрузки равно выходному сопротивлению транзистора, а сопротивление генератора сигнала (предшествующей транзистору цепи) равно входному сопротивлению транзистора.

В усилителях на сопротивлениях нагрузочным сопротивлением одного транзистора является входное сопротив-

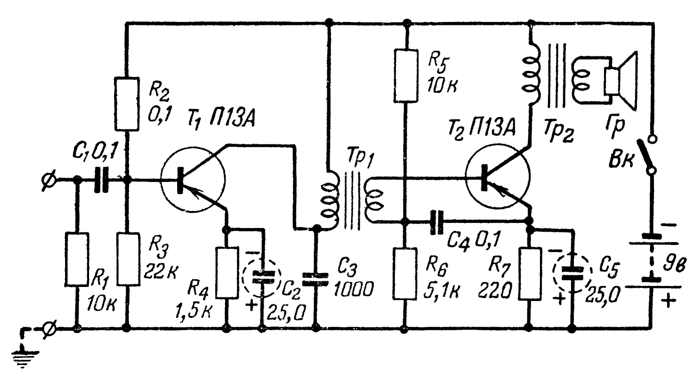


Рис. 29. Принципиальная схема двухкаскадного трансформаторного усилителя для громкоговорящего приема на детекторный приемник.

ление следующего транзистора, а сопротивлением генератора — выходное сопротивление предыдущего транзистора. Поскольку входное сопротивление транзисторов значительно ниже выходного, в усилителях на сопротивлениях, как

правило, согласование отсутствует, что и приводит к потере усиления.

В несколько раз большее усиление от тех же транзисторов можно получить, применяя для междукаскадной связи согласующий трансформатор.

Принципиальная схема двухкаскадного трансформаторного усилителя дана на рис. 29.

Междукаскадный трансформатор Tp_1 — понижающий. Поэтому сопротивление нагрузки первого транзистора, пересчитанное к первичной обмотке трансформатора, оказывается значительно выше входного сопротивления второго транзистора. В результате этого усиление первого транзистора возрастает. При токе коллектора 0,5—1 *ма* оптимальное сопротивление нагрузки для транзисторов, включенных по схеме с общим эмиттером, составляет 30—200 *ком*. Так как входное сопротивление в схеме с общим эмиттером имеет порядок 1—2 *ком*, необходимый коэффициент трансформации должен лежать в пределах от 5 : 1 до 10 : 1 (отношение сопритовлений равно квадрату отношения чисел витков обмоток трансформатора).

Определение коэффициента трансформации выходного трансформатора производится из других соображений. Основной задачей выходного каскада является не максимальное усиление, а обеспечение значительной выходной мощности. Выходная же мощность при усилении в классе А ограничена полупроизведением напряжения коллектора на ток коллектора в выбранной рабочей точке:

$$P_{\text{вых}} \leqslant 0{,}5 U_{\text{к}} I_{\text{к}}.$$

Поэтому, желая, например, получить выходную мощность $P_{\text{вых}} = 30$ *мвт* при напряжении коллектора $U_{\text{к}} = 6$ *в*, надо выбрать ток коллектора не менее

$$I_{\text{к}} = \frac{P_{\text{вых}}}{0{,}5U_{\text{к}}} = \frac{30}{0{,}5 \cdot 6} = 10 \text{ ма}.$$

Учитывая потери в выходном трансформаторе, следует принять $I_{\text{к}} = 12$ *ма*. Увеличение тока коллектора повышает предельную мощность, которую может отдавать триод, но одновременно требует еще в большей мере увеличивать предварительное усиление сигнала, так как коэффициент усиления оконечного каскада с увеличением тока понижается.

Усилитель по схеме рис. 29 рассчитан на максимальную выходную мощность 30 *мвт*, чего вполне достаточно для прослушивания радиопередач на электродинамический громкоговоритель в комнате.

Однако для того, чтобы транзистор действительно «отдал» в нагрузку (громкоговоритель) запроектированную мощность, пересчитанное к первичной обмотке выходного трансформатора сопротивление нагрузки на этот раз должно равняться не выходному сопротивлению транзистора, а отношению постоянных напряжения и тока в коллекторной цепи:

$$R_н' = \frac{U_к}{I_к}.$$

В нашем случае

$$R_н' = \frac{6}{12} = 0{,}5\ ком.$$

В качестве громкоговорителя удобно применить малогабаритный трансляционный электродинамический громкоговоритель типа „Малютка". Сопротивление звуковой катушки его на постоянном токе составляет 4 *ом*. Принимая сопротивление переменному току $Z_{гр}$ в среднем на 20% выше (5 *ом*) и считая к. п. д. выходного трансформатора $\eta_{тр} = 0{,}9$, можно определить необходимый коэффициент трансформации:

$$n = \sqrt{\frac{R_н' \eta_{тр}}{Z_{гр}}} = \sqrt{\frac{500 \cdot 0{,}9}{5}} = 9{,}5 : 1.$$

Читатель, очевидно, заметил, что на схеме усилителя указано напряжение питания 9 *в*, а в наших расчетах все время фигурирует напряжение 6 *в*. Это объясняется применением в оконечном каскаде особой системы автоматического смещения, снижающей прикладываемое к транзистору напряжение.

В описанных выше схемах все время советовали устанавливать ток коллектора транзисторов путем индивидуального подбора сопротивлений в цепях баз. В рамках предшествующих схем это оказывается необходимым в силу значительного разброса даже однотипных транзисторов по коэффициенту усиления в схеме с общим эмиттером.

В целях облегчения налаживания схем с транзисторами и повышения стабильности рабочей точки транзистора при изменении температуры к настоящему времени разработан ряд способов стабилизации рабочей точки.

Наиболее употребительная схема стабилизации показана на рис. 30, на котором ради упрощения показаны только цепи, обеспечивающие питание транзистора. Идея стабилизации основывается, во-первых, на применении отрицательной обратной связи по постоянному току и, во-вторых, на том обстоятельстве, что напряжение между эмиттером и базой при любых нормальных значениях тока пренебрежимо мало (порядка 0,2—0,3 *в*).

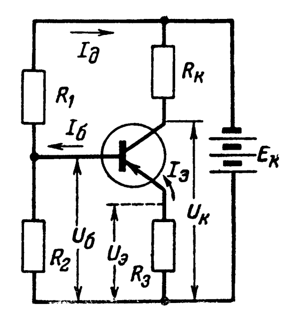


Рис. 30. Основная схема стабилизации рабочей точки транзистора.

С помощью делителя из сопротивлений R_1 и R_2, берущего ток $I_д$, значительно больший, чем ток нагрузки делителя (ток базы $I_б$), базе триода придают достаточно жесткий потенциал, мало зависящий от свойств транзистора:

$$U_б \approx E_к \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Далее, пренебрегая малым падением напряжения между электродами база — эмиттер, можно считать, что потенциал эмиттера такой же, т. е.

$$U_э \approx U_б.$$

Но, с другой стороны,

$$U_э = I_э R_3,$$

где $I_э$ — постоянный ток в цепи эмиттера.

Величины $U_э$ и R_3 заданы, значит обеспечено и определенное значение тока эмиттера

$$I_э \approx \frac{E_к R_2}{R_3 (R_1 + R_2)},$$

которое, как видно из полученной формулы, не зависит от свойств транзистора и определяется только схемными элементами.

Так как ток коллектора весьма близок по своему значению к току эмиттера, значит обеспечен и стабильный потенциал коллектора:

$$U_к \approx E_к - I_э R_к,$$

где $R_к$ — суммарное сопротивление постоянному току, включенное в цепь коллектора. При этом напряжение коллектора относительно эмиттера

$$U_{к\text{-}э} = U_к - U_э \approx E_к \left[1 - \frac{R_2 R_к}{R_3 (R_1 + R_2)}\right],$$

которое определяет рабочую точку, также оказывается не зависящим от свойств транзистора.

Стабилизация получается тем лучшей, чем больше отношение тока делителя R_1 и R_2 к току базы и чем большее значение $U_б$ выбрано. Вполне удовлетворительная стабилизация в каскадах предварительного усиления получается при выборе тока делителя порядка 0,2 — 0,5 *ма* и $U_б =$ $= -1$ *в*. В мощных каскадах увеличивают как ток делителя, так и напряжение на нижнем плече.

В обоих каскадах описываемого усилителя (рис. 29) применена эта схема стабилизации, причем в оконечном каскаде выбраны $I_д = 0,6$ *ма* и $U_б = 3$ *в*. Поскольку рассчитанный ток коллектора должен составлять 12 *ма*, сопротивление в цепи эмиттера имеет величину:

$$R_7 \approx \frac{U_б - U_{б\text{-}э}}{I_к} = \frac{3 - 0,3}{0,012} \approx 220 \text{ ом}$$

(0,3 *в* — напряжение на промежутке база — эмиттер).

Для предотвращения обратной связи на рабочих частотах усилителя сопротивления, включаемые в цепи эмиттеров, блокируют конденсаторами большой емкости (C_2, C_5).

Конденсатор C_3 служит для фильтрации высокочастотных составляющих сигнала, снимаемого с детектора.

В усилителе по схеме рис. 29 выгодно применять транзисторы с высокими значениями β (П6Г или П13А), но с некоторым проигрышем в усилении можно применить и другие типы (П13, П6А—П6В).

Оба трансформатора наматываются на стальном сердечнике из пластин Ш-9, набор 6—10 *мм*. Первичная обмотка трансформатора $Tр_1$ состоит из 3 500 витков прово-

да ПЭЛ 0,08, а вторичная из 750 витков ПЭЛ 0,1. Первичная обмотка выходного трансформатора $Тр_2$ содержит 1 500 витков провода ПЭЛ 0,12, а вторичная 156 витков ПЭЛ 0,27.

Все сопротивления типа УЛМ-0,12 или МЛТ-0,5. Конденсаторы C_1, C_3 и C_4 — типа МБМ, а C_2 и C_5 — типа ЭМ. Однако могут быть использованы сопротивления и конденсаторы любых других типов.

Питание усилителя осуществляется от двух последовательно соединенных батареек карманного фонаря; их энергии хватает для непрерывной работы усилителя в течение 25—30 *ч*.

Описанный усилитель можно применить и для прослушивания грамзаписи при использовании электромагнитного звукоснимателя, но низкое входное сопротивление усилителя (порядка 2 *ком*) не обеспечивает нормального режима работы звукоснимателя и приводит к заметным частотным искажениям.

УСИЛИТЕЛИ ДЛЯ РАДИОГРАММОФОНА

Усилитель с эмиттерным повторителем. На рис. 31 представлена принципиальная схема усилителя для обычного электромагнитного звукоснимателя. Этот усилитель обеспе-

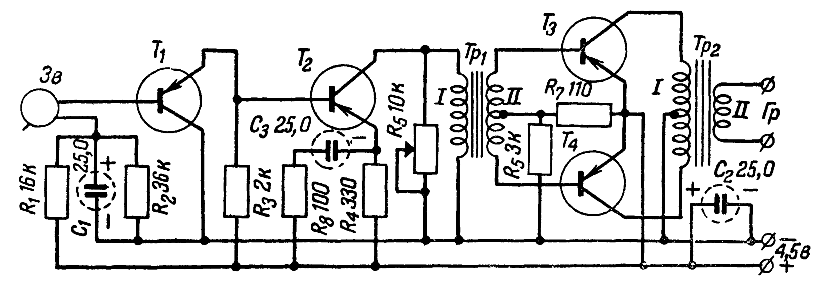


Рис. 31. Принципиальная схема усилителя для воспроизведения грамзаписи.

чивает максимальную выходную мощность порядка 70 *мвт* и может получать питание от батарейки карманного фонаря. Схема усилителя настолько проста, что его можно вмонтировать в тонарм самого звукоснимателя (рис. 32 и 33), причем к такому звукоснимателю остается присоединить громкоговоритель и карманный фонарик.

В схеме этого усилителя мы впервые встречаемся с двумя новыми элементами полупроводниковых схем: двухтактным оконечным каскадом и каскадом с общим коллектором.

Двухтактный каскад в классе В позволяет заметно повысить экономичность усилителя. В принципе работа тран-

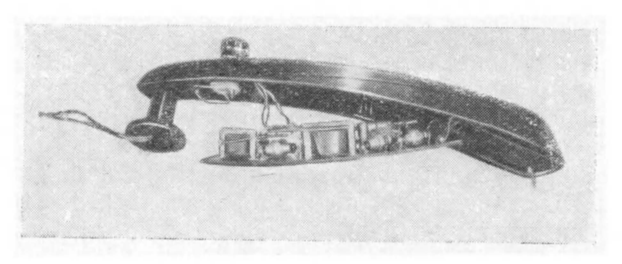


Рис. 32. Конструкция усилителя, выполненного по схеме рис. 31.

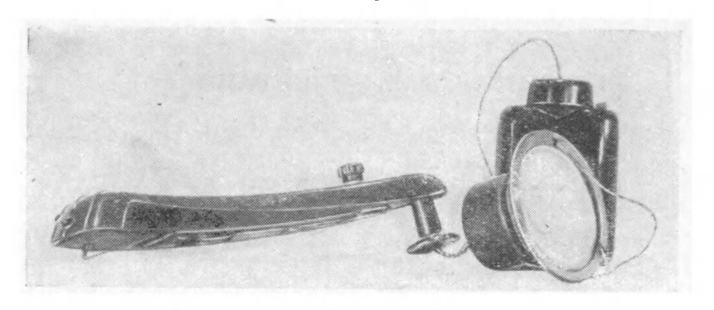


Рис. 33 Полный комплект воспроизводящего устройства с усилителем, вмонтированным в тонарм.

зисторов в классе В аналогична работе так называемых «правых» триодов — ламп в этом же классе (т. е. ламп, у которых основной рабочий участок анодно-сеточных характеристик лежит в области положительных напряжений на управляющей сетке; при этом лампы работают с значительными сеточными токами).

Сравнивая статические характеристики правого триода и транзистора (рис. 34 и 35), нетрудно заметить, что качественно соответствующие характеристики обоих приборов аналогичны. Приложение и увеличение напряжения определенной полярности к входным электродам ($U_б$ и $U_с$ на рис. 34) вызывают нелинейное нарастание тока ($I_б$ и $I_с$),

напряжение обратной полярности не вызывает заметного тока во входной цепи. Токи в цепи выходных электродов ($I_к$ и $I_а$ на рис. 35) сильно зависят от тока или напряжения управляющего электрода ($I_б$ и $U_с$) и в значительно меньшей мере от напряжения самого выходного электрода ($U_к$ и $U_а$).

Однако более внимательное рассмотрение этих характеристик позволяет обнаружить и существенную разницу между лампой и транзистором.

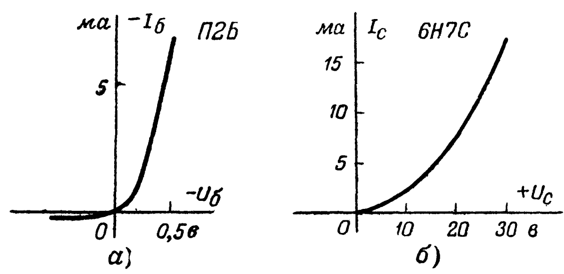


Рис. 34. Входная характеристика транзистора (*а*) и сеточная характеристика вакуумного триода (*б*).

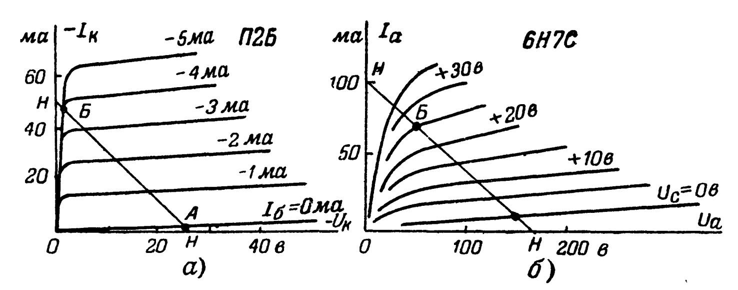


Рис. 35. Семейства выходных характеристик транзистора (*а*) и анодных характеристик „правого" вакуумного триода (*б*).

Из характеристик на рис. 34 видно, например, что для получения нормальных для оконечного каскада токов базы достаточно напряжений «раскачки», в десятки раз меньших, чем у лампы. Действительно, для возбуждения усилителей с транзисторами независимо от выходной мощности обычно достаточно напряжений порядка нескольких десятых долей вольта вместо нескольких десятков вольт, обычных для лампы. Для большей наглядности сравнения выходных характеристик на их семействах (рис. 35) нанесены линии нагрузки *НН*, зависящие от сопротивления нагрузки и по-

казывающие, как перемещается рабочая точка усилительного прибора в процессе усиления сигнала.

Ввиду резкой нелинейности характеристик лампы в области анодных напряжений ниже 50 *в* рабочий участок линии нагрузки приходится ограничивать точками *АБ*, причем анодное напряжение лампы используется неполностью, что приводит к снижению экономичности усилителя и ограничению максимальной выходной мощности.

У транзисторов характер начальных участков выходных характеристик значительно лучше, что позволяет использовать напряжение коллектора на 95% и выше (точка *Б* обычно приходится при напряжении коллектора 0,2—0,5 *в*). Бросается также в глаза лучшая в сравнении с лампой линейность характеристик, что позволяет рассчитывать на меньшие нелинейные искажения.

К сожалению, статические характеристики транзисторов в схеме с общим эмиттером имеют существенный разброс по значениям тока базы $I_б$ у различных экземпляров, даже в пределах одного типа, и это осложняет предварительный расчет каскада.

В режиме класса В исходная рабочая точка выбирается в районе „тока отсечки“: при пересечении линии нагрузки с характеристикой $I_б = 0$ (точка *А* на рис. 35,*а*). Эта точка обычно соответствует току коллектора менее 1 *ма*, причем падением напряжения на обмотке выходного трансформатора можно пренебречь и считать исходное напряжение коллектора $U_к$ равным напряжению источника питания.

Необходимое сопротивление нагрузки, пересчитанное к первичной обмотке, определяется по значению желаемой выходной мощности $P_{вых}$ каскада:

$$R_н' = \frac{1{,}8U_к^2}{P_{вых}}$$

(все величины в основных единицах — *в*, *вт*, *ом*).

Расчет мощности, которую надо подвести к оконечному каскаду, требует знания индивидуальных характеристик транзисторов и учета схемных особенностей построения входной цепи оконечного каскада. Следует помнить, что чем выше значение β используемых в оконечном каскаде транзисторов, тем большее усиление они дают и соответственно тем меньшая мощность требуется для их раскачки. При значениях β=50 достижим коэффициент

усиления по мощности каскада в классе В порядка 1 000, при $\beta = 15$ он снижается до 100.

В двухтактном каскаде надо стараться применять транзисторы в обоих плечах с одинаковыми β. Поскольку разброс транзисторов по значениям β велик, очень полезно уметь измерять значение β. О том, как это делается, мы сообщаем в конце брошюры.

Теперь рассмотрим работу усилителя с общим коллектором.

При желании использовать стандартный высокоомный звукосниматель надо обеспечить достаточно высокое входное сопротивление усилителя (несколько десятков килоом). Для этого может быть применена схема с общим коллектором или, как ее называют по аналогии с катодным повторителем, схема «эмиттерного повторителя».

Схема первого каскада нашего усилителя (рис. 31) отличается от упрощенной схемы эмиттерного повторителя (рис. 21) лишь наличием цепей питания (R_1, R_2, C_1).

Подобно катодному повторителю эмиттерный повторитель не дает усиления по напряжению. Однако он обладает высоким входным (десятки и сотни килоом) и очень малым (десятки и сотни ом) выходным сопротивлением. Следовательно, применяя высокоомный генератор и низкоомное сопротивление нагрузки, можно получить усиление тока.

Таким образом, эмиттерный повторитель осуществляет не только функции согласования с высокоомным источником сигнала, но и усиление мощности сигнала.

В каскаде с общим коллектором тоже выгодно применять транзисторы с высоким значением β, ибо все основные характеристики каскада при этом улучшаются:

$$R_{вх} \approx (\beta + 1) R_{н};$$

$$R_{вых} \approx \frac{R_{г}}{\beta + 1};$$

$$K_i \approx K_p \approx \beta + 1.$$

В этих формулах $R_{н}$ обозначает сопротивление нагрузки, $R_{г}$ — сопротивление генератора сигнала в упоминавшемся выше смысле, K_i — коэффициент усиления по току, K_p — коэффициент усиления по мощности, $R_{вх}$ и $R_{вых}$ — входное и выходное сопротивления соответственно.

Стабилизация рабочей точки эмиттерного повторителя осуществляется по рассмотренной выше схеме на рис. 30.

Стабилизация рабочей точки второго каскада осуществляется на том же принципе, но вместо нового делителя применено непосредственное соединение базы второго транзистора с эмиттером первого, причем ей сообщается уже стабилизированый потенциал. Ток эмиттера второго транзистора получается примерно равным 2,5 *ма*.

Последовательно с конденсатором C_3, блокирующим сопротивление автоматического смещения R_4, включено сопротивление R_8, которое создает отрицательную обратную связь по усиливаемому сигналу. Это способствует стабилизации коэффициента усиления второго каскада, некоторому повышению его входного сопротивления (что улучшает режим предшествующего каскада) и снижению искажений. Для улучшения тембра звука и снижения шума иглы можно к вторичной обмотке трансформатора Tp_1 присоединить конденсатор емкостью 0,02—0,1 *мкф*.

В оконечном каскаде применена упрощенная схема задания рабочей точки, так как при ограниченном напряжении источника питания (4,5 *в*) схемы стабилизации приведут здесь к ощутимому снижению неискаженной выходной мощности и ухудшению экономичности усилителя.

В описываемом усилителе применены постоянные сопротивления типа УЛМ-0,12, переменное (R_5) типа СПО-0,5, конденсаторы типа ЭМ на рабочее напряжение 4 *в* (C_1 и C_3) и 6 *в* (C_2).

Все транзисторы взяты типа П1Г с $\beta=40 \div 60$ (T_3 и T_4 подобраны с примерно одинаковыми β, различающимися не более чем на 20%). Могут быть применены и транзисторы других типов (П6, П13).

Оба трансформатора выполнены на сердечниках из 45% пермаллоя. Сердечник трансформатора Tp_1 собран из пластин типа Ш-4 при толщине 5 *мм* с зазором около 0,05 *мм*, а сердечник трансформатора Tp_2 — из пластин типа Ш-6 при толщине пакета 8 *мм* без зазора. Обмотка *I* трансформатора Tp_1 состоит из 1 500, а обмотка *II* — из 2×500 витков провода ПЭЛ 0,1. Обмотка *I* трансформатора Tp_2 состоит из 2×250 витков провода ПЭЛ 0,18, а обмотка *II* — из 50 витков ПЭЛ 0,31 (под сопротивление громкоговорителя 4 *ом*). Половины двухтактных обмоток обоих трансформаторов наматываются одновременно двумя проводами, а затем соединяются последовательно (начало одного провода — с концом второго). Точка соединения их обра-

зует среднюю точку обмотки. При этом удается получить очень хорошую симметрию двухтактных обмоток и одинаковое сопротивление их постоянному току, что очень важно для схемы, работающей при малом напряжении источника питания.

Трансформаторы можно выполнить и на сердечниках из обычной трансформаторной стали, причем, однако, размеры их увеличатся. Сердечники в этом случае собираются из пластин Ш-9, набор 10 *мм* без зазора. Первичная обмот-

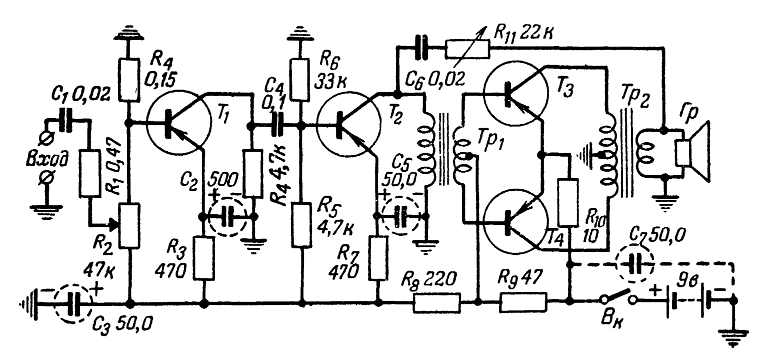


Рис. 36. Принципиальная схема усилителя для радиограммофона с выходной мощностью 0,5 *вт*.
Все транзисторы типа П13А и П6Г.

ка трансформатора $Тр_1$ должна содержать 3 000 витков, а вторичная 1 000 пар витков провода ПЭЛ 0,1. У выходного трансформатора первичная обмотка состоит из 500 пар витков провода 0,18, а вторичная из 100 витков ПЭЛ 0,31.

В режиме покоя усилитель потребляет ток около 7 *ма*. При пиках мощности импульсы тока достигают 30 *ма*. Среднее потребление тока при прослушивании грамзаписи не превышает 15 *ма*. Таким образом, запаса энергии одной батарейки типа КБС-Л-0,5 хватает на 30—50 *ч* работы усилителя.

Усилитель на выходную мощность 0,5 *вт*. На рис. 36 приведена принципиальная схема более мощного усилителя для радиограммофона. Как и в предыдущем усилителе, выходной каскад здесь собран по двухтактной схеме и работает в режиме класса В, а предоконечный каскад является трансформаторным усилителем с транзистором, включенным по схеме с общим эмиттером.

Отличается этот усилитель от предыдущего прежде всего входным каскадом, который здесь также собран по схеме с общим эмиттером, а для получения высокого входного сопротивления последовательно введено большое постоянное сопротивление $R_1=0{,}47$ *Мом*. Потенциометр R_2 выполняет функции одного из сопротивлений делителя в цепи базы первого транзистора и одновременно является регулятором громкости.

Второе отличие этого усилителя состоит в наличии цепи отрицательной обратной связи C_6—R_{11}, подаваемой с вторичной обмотки выходного трансформатора $Тр_2$ в цепь первичной обмотки междукаскадного трансформатора $Тр_1$. Переменное сопротивление R_{11}, введенное в цепь обратной связи, позволяет регулировать тембр звука.

Еще одна особенность построения схемы на рис. 36 состоит в использовании тока, потребляемого первыми двумя каскадами, для получения начального смещения транзисторов оконечного каскада (за счет падения напряжения на сопротивлении R_9). При этом отпадает нужда в специальном делителе напряжения для транзисторов оконечного каскада, что благоприятно отражается на экономичности питания усилителя в режиме покоя и при малых сигналах.

Небольшое сопротивление R_{10}, введенное в цепь эмиттеров транзисторов оконечного каскада, несколько повышает температурную стабильность их рабочей точки, уменьшает искажения при малых сигналах и снижает требования к симметричности транзисторов T_3 и T_4.

За счет повышения питающего напряжения, соответствующего расчета выходного трансформатора и применения в усилителе транзисторов с высокими значениями β отдаваемая усилителями мощность повышена до 0,5 *вт*.

Все транзисторы — типа П13А. Можно также использовать маломощные транзисторы любых других типов, если предварительно проверить у них значения β и отобрать экземпляры, у которых β имеет величину не менее 40. В оконечном каскаде желательно применять транзисторы, отличающиеся по значениям β не более чем в 1,5 раза.

Сопротивления могут быть взяты любых типов. Конденсаторы C_1, C_4 и C_6 берутся бумажные, любого типа. Электролитические конденсаторы C_2, C_3 и C_5 должны быть рассчитаны на рабочее напряжение не ниже 10 *в*.

Громкоговоритель взят типа 1ГД9 с сопротивлением звуковой катушки 5,5 *ом*.

Трансформаторы выполняются на сердечниках из обычной трансформаторной стали. Пластины типа Ш-9, набор 15 *мм* без зазора. У междукаскадного трансформатора $Тр_1$ первичная обмотка состоит из 2 500 витков, а вторичная из 1 000 пар витков провода ПЭЛ 0,1. У выходного трансформатора первичная обмотка состоит из 350 пар витков провода ПЭЛ 0,19, а вторичная — из 100 витков провода ПЭЛ 0,27.

Питание усилитель получает от двух батареек карманного фонаря, включенных последовательно. Средний расход тока при воспроизведении музыки составляет 15—20 *ма* и одного комплекта питания хватает для работы усилителя в течение 25—30 *ч*.

Усилитель может работать как с электромагнитными, так и с пьезоэлектрическими звукоснимателями. Таким образом, он пригоден для прослушивания долгоиграющих грампластинок с пружинного патефона в отсутствие электрической сети (на прогулке, в неэлектрифицированной местности).

При налаживании усилителя надо подобрать правильное включение концов вторичной обмотки выходного трансформатора, обеспечивающее отрицательную обратную связь по цепи C_6—R_{11}. Сравнивая работу усилителя с присоединенной и отключенной цепью C_6—R_{11}, в случае правильного включения трансформаторов можно обнаружить снижение громкости при подключении этой цепи. При неправильном включении концов вторичной обмотки выходного трансформатора присоединение цепи C_6—R_{11} может приводить к самовозбуждению. В этом случае надо взаимно поменять выводы вторичной обмотки трансформатора $Тр_2$.

При использовании звукоснимателя, обладающего низкой отдачей, или транзисторов с низкими значениями β усиления может не хватить для раскачки оконечного каскада на полную мощность. В этом случае можно несколько уменьшить величину добавочного сопротивления R_1 (до 0,22—0,1 *Мом*).

Для более полного использования емкости батареи можно добавить еще один электролитический конденсатор емкостью 50—100 *мкф* (C_7).

Дело в том, что по мере разряда батареи ее внутреннее сопротивление возрастает и ограничивает максимальные импульсы тока оконечного каскада, что приводит к падению выходной мощности усилителя и к появлению искажений на пиках громкости. Упомянутый же конденса-

тор во время кратковременных пиков тока нагрузки не успевает разряжаться и поддерживает питающее напряжение.

Конечно, для прослушивания грамзаписи в домашних условиях при наличии электрической сети описанные усилители не представляют особого интереса, так как экономичность при этом отступает на задний план, а первым требованием становится высокое качество воспроизведения, которое они не могут обеспечить хотя бы в силу недостаточной для хорошего воспроизведения всей полосы частот выходной мощности. Тем не менее даже эти весьма простые усилители, на примере описания которых нам удалось познакомиться с некоторыми специфическими вопросами применения транзисторов, в состоянии успешно конкурировать по качеству и громкости воспроизведения с мембранными патефонами, причем размеры проигрывателя за счет замены рупора малогабаритным громкоговорителем и снижения мощности пружинного двигателя могут быть уменьшены, а долговечность грампластинок — увеличена, так как приведенный к концу иглы звукоснимателя вес в несколько раз меньше, чем у мембраны.

ПРИЕМНИКИ ПРЯМОГО УСИЛЕНИЯ

Простейший приемник с фиксированной настройкой на местную радиостанцию. Приемник, обеспечивающий прием местной радиостанции на телефонные трубки, состоит из

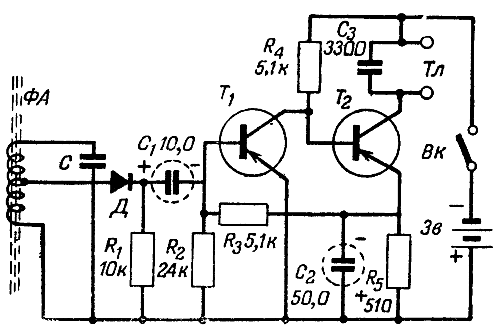


Рис. 37. Принципиальная схема простейшего приемника на двух транзисторах.

контура с ферритовой антенной, диодного детектора и усилителя низкой частоты на двух транзисторах. Принципиальная схема его приведена на рис. 37

Чтобы реализовать возможность изготовления приемника на транзисторах в виде миниатюрной конструкции, прибегают к использованию ферритовой антенны. Последняя представляет собой стержень из особой керамики, обладающей высокой магнитной проницаемостью ($\mu = 400 \div 1\,000$), причем катушка входного колебательного контура наматывается непосредственно на этом стержне. Такая катушка с точки зрения антенных свойств равноценна рамочной антенне с тем же числом витков, но с сечением, примерно в μ раз бо̀льшим. Таким образом, применение ферритового стержня позволяет резко сократить размеры антенны. Однако действующая высота ферритовой антенны как и рамочной, чрезвычайно мала. У современных ферритовых антенн в диапазоне средних и длинных волн она составляет лишь около 1 *см*. Поэтому сигнал, создаваемый в контуре ферритовой антенны, очень мал, и если этот сигнал подавать на детектор без предварительного усиления по высокой частоте, то оказывается возможным прием только достаточно мощных местных радиостанций.

Для того чтобы воспринятая антенной мощность по возможности без потерь была передана к детектору, надо, во-первых, обеспечить наибольшую добротность катушки колебательного контура и, во-вторых, согласовать собственное активное сопротивление колебательного контура с сопротивлением, вносимым в колебательный контур со стороны детектора. Для этого прибегают к автотрансформаторной связи детектора с контуром путем использования отвода от катушки.

Двухкаскадный усилитель, следующий за диодным детектором, выполнен по схеме включения транзисторов с общим эмиттером. Выбранный способ подачи питания обеспечивает сильную обратную связь по постоянному току, причем рабочие точки обоих транзисторов устанавливаются автоматически и отличаются хорошей стабильностью как при смене транзисторов, так и при изменениях температуры. Описываемая схема не критична к параметрам примененных транзисторов, в качестве которых могут быть взяты триоды любой группы: П1, П6 или П13.

Число витков катушки ферритовой антенны *ФА* зависит от примененного стержня. Для приема станции, работающей в диапазоне средних волн, катушка должна содержать 40—80, а для станции длинноволнового диапазона 100—200 витков. Для повышения добротности катушку

можно наматывать литцендратом из 5—11 жилок диаметром 0,05—0,07 *мм* каждая. Катушку наматывают виток к витку в один ряд посредине стержня. Отвод для подключения детектора делается от $^1/_3$—$^1/_5$ части полного числа витков. Наилучшее место отвода полезно подобрать экспериментально. Концы катушки закрепляются ниткой. При креплении стержня металлическими деталями не надо применять элементы, создающие короткозамкнутые витки, охватывающие стержень. В местах крепления стержня для предотвращения излишних механических напряжений обычно надевают на стержень отрезки резиновой трубки.

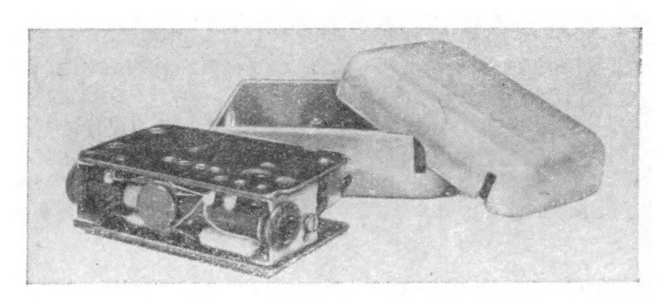


Рис. 38. Конструкция приемника, выполненного по схеме на рис. 37.

В качестве диода *Д* можно применить любой точечный германиевый диод типа ДГ-Ц, Д1 или Д2.

Налаживание приемника обычно сводится к подбору емкости конденсатора *C* для настройки колебательного контура на частоту выбранной радиостанции. Если настройка на станцию путем подбора емкости *C* в пределах 50—300 *пф* не удается, то надо изменить исходное число витков катушки вдвое.

Настройку удобно производить с помощью генератора стандартных сигналов (например, ГСС-6), причем на выходе генератора включается короткозамыкающий провод, которому придается форма одиночного витка диаметром 10—20 *см*. Приемник с ферритовой антенной располагается на расстоянии 10—20 *см* от этого витка так, чтобы ось стержня антенны была перпендикулярна плоскости витка.

Ферритовая антенна, как и рамочная, обладает направленностью, поэтому для достижения наибольшей громкости приема радиостанции надо подбирать соответствующее положение приемника.

Возможный вариант конструкции описываемого приемника с укороченной ферритовой антенной показан на рис. 38.

Приемник с транзисторами типов *п-р-п* **и** *р-п-р*. Оригинальная схема приемника, содержащего три транзистора и минимально возможное количество прочих деталей, представлена на рис. 39. Приемник по этой схеме можно собрать в виде цилиндра, приближающегося по размерам к автоматической ручке.

Транзистор T_1 выполняет функции детектора. Детектирование происходит благодаря нелинейной зависимости тока коллектора от напряжения на базе (рис. 34,*а*).

Второй и третий каскады представляют собой усилитель низкой частоты по схеме с общим эмиттером. В связи с чередованием транзисторов типов *п-р-п* и *р-п-р* удалось резко упростить элементы междукаскадной связи.

Переменное сопротивление R_1 служит регулятором громкости и позволяет предотвращать перегрузку транзисторов при приеме наиболее мощных станций.

Катушка ферритовой антенны наматывается посредине стержня диаметром 8 *мм* и длиной 100—160 *мм* и содер-

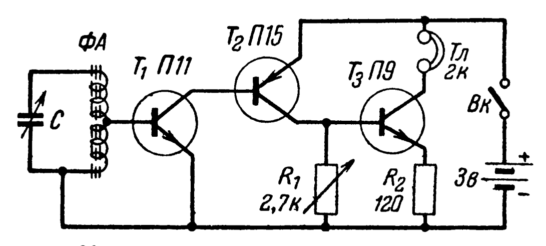


Рис. 39. Принципиальная схема простого приемника с транзисторами типов *п-р-п* и *р-п-р*.

жит 60 витков для приема станций в диапазоне средних волн или 220 витков для приема длинноволновых станций, провод ПЭЛШО 0,15. Местоположение отвода рекомендуется подобрать экспериментально, причем можно добиться наибольшей чувствительности приемника с примененными экземплярами транзисторов.

Конденсатор переменной емкости C_1 в портативном варианте конструктивного выполнения приемника может быть заменен постоянным конденсатором, обеспечивающим настройку на одну выбранную станцию. В других случаях в качестве C_1 можно применить любой конденсатор переменной емкости с воздушным или твердым диэлектриком и максимальной емкостью 300—500 *пф*.

При эксплуатации приемника в стационарных условиях можно заметно повысить громкость приема, используя внешнюю антенну, которую следует присоединять через конденсатор емкостью 20—50 *пф* к базе транзистора T_1.

Кроме указанных на рис. 39 типов транзисторов, в качестве первого и третьего могут работать транзисторы типов П8—П11, П101—П103, а в качестве второго П5, П6, П13, П14.

Приемник с апериодическим усилителем высокой частоты. На рис. 40 приведена принципиальная схема приемника прямого усиления на трех транзисторах, обеспечивающего громкоговорящий прием местных станций.

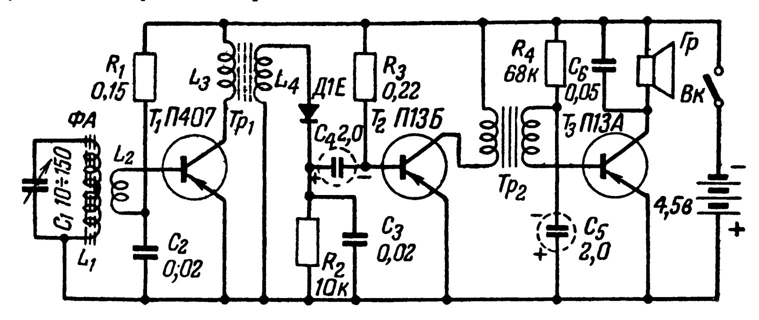


Рис. 40. Принципиальная схема приемника с апериодическим усилителем высокой частоты.

Катушка L_1 вместе с конденсатором переменной емкости C_1 образует колебательный контур ферритовой антенны, настраиваемый на частоту принимаемой станции. Катушка связи L_2 передает воспринятый антенной сигнал в цепь базы первого транзистора T_1, работающего в качестве усилителя высокой частоты. В этом каскаде применен высокочастотный транзистор типа П401. В коллекторную цепь его включен ненастроенный высокочастотный трансформатор $Тр_1$, передающий усиленный сигнал к диодному детектору.

Усиление ненастроенного каскада высокой частоты значительно ниже, чем у резонансного усилителя, зато отпадает необходимость в применении сдвоенного конденсатора переменной емкости, что упрощает налаживание приемника и содействует уменьшению его размеров.

После детектирования сигнал поступает на двухкаскадный усилитель низкой частоты на транзисторах T_2 и T_3 с трансформаторной связью.

Катушка ферритовой антенны L_1 состоит из 70 витков провода ПЭЛШО 0,15 (для работы в диапазоне средних волн) или из 270 витков того же провода (для работы в диапазоне длинных волн) и наматывается посредине ферритового стержня диаметром 8 *мм* и длиной 120 *мм*. Катушка L_2 содержит 16 витков (в средневолновом варианте) или 36 витков (в длинноволновом варианте) провода ПЭЛШО 0,15.

Высокочастотный трансформатор $Тр_1$ выполняется на ферритовом сердечнике (тороидальном диаметром 8—10 *мм* или броневом диаметром 12 *мм*) и состоит из двух обмоток: 70 витков (L_3) и 200 витков (L_4) провода ПЭЛ 0,1.

Трансфоматор низкой частоты $Тр_2$ можно выполнить на сердечнике из пермаллоя сечением 0,2—0,3 $см^2$ или из обычной трансформаторной стали сечением 0,5—0,8 $см^2$. Первичная обмотка должна состоять из 1 500—2 000 витков (на пермаллое) или из 3 500—4 000 витков (на трансформаторной стали) провода ПЭЛ 0,07. Число витков вторичной обмотки берется в 5 раз меньше числа витков первичной обмотки.

В качестве громкоговорителя применяется микротелефонный капсюль типа ДЭМ с сопротивлением катушки 70—150 *ом*.

Конденсатор переменной емкости C_1 — керамический типа КПК-2.

Кроме транзисторов указанных на схеме типов могут быть применены в первом каскаде транзисторы типов П406—П409, а во втором и третьем каскадах — типов П13—П15, П1.

Токи коллекторов транзисторов должны составлять 0,5—0,8 *ма* (T_1 и T_2) и 5—7 *ма* (T_3). При необходимости они могут быть уточнены подбором сопротивлений R_1, R_3 и R_4 соответственно.

Питание приемник получает от одной батарейки карманного фонаря.

Рефлексный приемник прямого усиления. В целях экономии количества транзисторов в портативных приемниках находят широкое распространение так называемые рефлексные схемы, в которых один и тот же транзистор используется дважды: сначала для усиления высокой частоты, а затем для усиления низкой частоты.

На рис. 41 представлен вариант принципиальной схемы

рефлексного приемника, получившего широкую известность у советских радиолюбителей.

В этом приемнике имеются все те же каскады, что и у предыдущего, но предварительное усиление низкой частоты, осуществляемое в схеме на рис. 40 отдельным транзистором, здесь поручено в качестве дополнительной функции первому транзистору, усиливающему высокочастотный сигнал.

После усиления по высокой частоте и детектирования сигнал вновь вводится в цепь базы первого транзистора

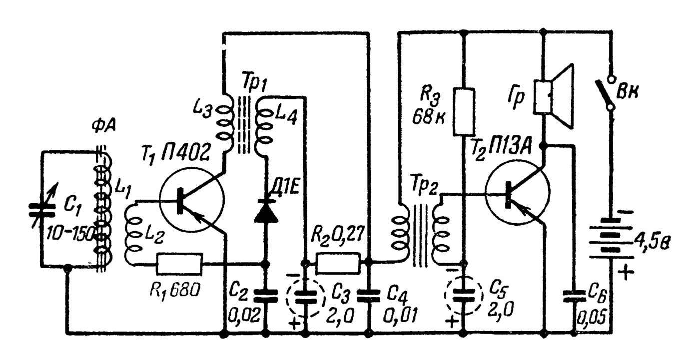


Рис. 41. Принципиальная схема рефлексного приемника.

через сопротивление R_1, снова усиливается им и с помощью низкочастотного трансформатора Tp_2 передается далее на вход оконечного каскада, собранного на транзисторе T_2. Правда, в рефлексных схемах обычно получаются меньшее усиление и бóльшие искажения, а иногда возникает самовозбуждение, что усложняет их налаживание, но экономия числа транзисторов часто окупает эти недостатки рефлексных схем.

В приемнике по схеме рис. 41 могут быть применены те же самые детали (ферритовая антенна, трансформаторы, громкоговоритель), что и в вышеописанном приемнике по схеме на рис. 40.

СУПЕРГЕТЕРОДИННЫЙ ПРИЕМНИК

Для приемников на транзисторах супергетеродинная схема в сравнении со схемой прямого усиления обладает еще бóльшими преимуществами, чем в случае ламповых

приемников, ибо транзисторы обычно дают меньшее усиление на каскад, чем лампы, и, значит, требуется большее число настраиваемых контуров при одинаковой чувствительности. К тому же усиление транзисторов в области высоких частот сильно изменяется с изменением рабочей частоты, что приводит к большой неравномерности чувствительности приемников прямого усиления в пределах диапазона. Кроме того, транзисторам присуща заметная

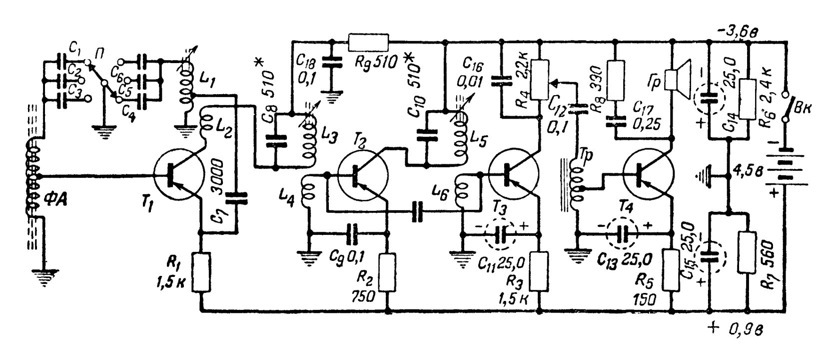


Рис. 42. Принципиальная схема простого супергетеродина на четырех транзисторах.

внутренняя обратная связь, которую стараются нейтрализовать в усилителях высокой частоты особыми схемными элементами. Эта нейтрализация обратной связи осуществляется легче в усилителях, работающих на фиксированной частоте.

В рамках настоящей брошюры нет возможности детально рассмотреть эти вопросы и показать, как они решаются в современных транзисторных приемниках, равноценных хорошим ламповым. Мы ограничимся описанием простого супергетеродина, пригодного для громкоговорящего приема местных станций, работающих в трех каналах. При хорошем налаживании этот приемник способен обеспечить громкоговорящий прием радиовещательных станций, удаленных более чем на 100 *км*.

Принципиальная схема приемника приведена на рис. 42. Источником питания приемника служит батарея на 4,5 *в*, составленная из трех сухих элементов типа ФБС. Благодаря применению общего делителя напряжения из сопротивлений R_6 и R_7, блокированных конденсаторами C_{14} и C_{15}, в схеме приемника удалось изъять индивидуальные дели-

тели напряжения для цепей баз и обеспечить хорошую стабильность рабочих точек транзисторов. По сути дела питание всех транзисторов осуществляется при этом по схеме с общей базой с двумя источниками напряжения (+0,9 *в* для цепей эмиттеров и —3,6 *в* для цепей коллекторов).

Выходной каскад приемника с транзистором T_4 является усилителем низкой частоты класса А. В качестве громкоговорителя применена микротелефонная электромагнитная система типа ДЭМ с катушкой, обладающей сопротивлением постоянному току около 70 *ом*.

Предшествующий каскад на транзисторе T_3 является детектором. Рабочая точка здесь выбрана так, что при напряжении высокочастотного сигнала порядка 10—20 *мв* транзистор выходит из линейного режима, причем в цепи коллектора появляется составляющая, пропорциональная амплитуде высокочастотного сигнала. Благоприятный для детектирования режим (ток эмиттера около 0,5 *ма*) обеспечен соответствующим выбором сопротивления R_3. Для повышения усиления низкочастотного сигнала связь с оконечным каскадом осуществлена при помощи автотрансформатора *Тр*.

Транзистор T_2 работает в каскаде усиления промежуточной частоты. В описываемом приемнике выбрана довольно низкая промежуточная частота (130 *кгц*), благодаря чему удается получить относительно большое усиление каскада и хорошую избирательность с одиночными контурами. Повышению усиления и избирательности каскада промежуточной частоты содействует и применение трансформаторных связей обоих контуров с цепями баз.

Преобразователь частоты с транзистором T_1 собран по «автодинной» схеме, отличающейся тем, что функции смесителя и гетеродина выполняет один транзистор. Гетеродинный контур с катушкой L_1 введен в цепь эмиттера, а катушка обратной связи L_2 — в цепь коллектора. Таким образом, в схеме гетеродина транзистор работает с заземленной базой. Как и в ламповых генераторах, здесь небезразлична фаза обратной связи, которая зависит от включения концов катушек L_1 и L_2. Если гетеродин не генерирует то меняют местами концы катушки L_2. Признаком генерации является небольшое изменение постоянного напряжения на сопротивлении R_9 при замыкании катушки L_1.

Сигнал принимаемой станции подается с отвода катушки ферритовой антенны *ФА* на базу транзистора T_1. Для выделения колебаний промежуточной частоты в цепь коллектора последовательно с катушкой обратной связи гетеродина введен колебательный контур L_3C_3, настроенный на частоту 130 *кгц*.

Для уменьшения габаритов приемника и упрощения налаживания его вместо сдвоенного блока конденсаторов переменной емкости применен сдвоенный переключатель *П*, служащий для переключения контуров ферритовой антенны и гетеродина на прием одной из трех станций, предусмотренных первичной настройкой приемника.

Диапазон волн, в пределах которого возможен первоначальный выбор принимаемых станций, лежит в пределах 200—1 800 *м*. Этому диапазону соответствуют емкости контура ферритовой антенны (C_1—C_3) в пределах 10—1 500 и гетеродинного контура (C_4—C_6) 10—1 000 *пф*. Однако устойчивая работа гетеродина в столь широком диапазоне частот за счет изменения только емкости конденсатора гетеродинного контура возможна лишь при применении в качестве преобразователя достаточно высокочастотного транзистора. В противном случае надо ограничиваться выбором трех настроек, более близких по частоте (например, в пределах только средних волн), или вводить переключение катушек.

Полезно также достаточно высокочастотный транзистор применить и в каскаде усиления промежуточной частоты, так как при этом усиление каскада возрастает.

Дело в том, что неосновные носители, инъектированные эмиттером в базу (дырки в транзисторах типа *p-n-p*), движутся в области базы благодаря диффузии довольно медленно. И, несмотря на то, что ширина базовой области очень мала, они затрачивают заметное время на преодоление пути от эмиттера к коллектору. Время диффузии дырок через базу у примененных в приемнике транзисторов имеет порядок 1 *мксек*, что в сотни раз превышает, например, время пролета электронов в вакуумных радиолампах. Эта разница в скоростях носителей в лампе и транзисторе вызвана тем, что в лампе электроны летят под действием ускоряющего поля потенциала анода, а у транзистора в области базы дырки движутся лишь благодаря диффузии.

В масштабах радиотехники высоких частот время 1 *мксек* — весьма заметный интервал (это, например, пери-

од колебания с частотой 1 *Мгц*, соответствующего длине волны 300 *м*). Инерционность процессов внутри усилительных приборов приводит к тому, что по мере повышения частоты усиливаемого сигнала усиление начинает уменьшаться и, наконец, на некоторой предельной для данного прибора частоте пропадает совсем. Поэтому, применяя транзисторы в высокочастотных схемах, надо интересоваться предельными частотами, на которых они могут работать.

Распространенным высокочастотным параметром транзистора является так называемая „граничная частота коэффициента усиления по току в схеме с общей базой“ f_α. Это та частота, на которой коэффициент усиления по току в схеме с общей базой α уменьшается до 0,7 своего низкочастотного значения α_0.

Так как α_0 плоскостных триодов весьма близок к единице, часто через f_α обозначают частоту, на которой α просто равняется 0,7, а не $0{,}7\alpha_0$. Именно при таком способе определения транзисторы типов П13 имеют f_α не менее 465 *кгц*, П14 — не менее 1 *Мгц*, П15 — не менее 2 *Мгц*, П12 — не менее 5 *Мгц*, П406 и П408 — не менее 10 *Мгц*, П407 и П409 — 20 *Мгц* и выше.

Однако на практике нас интересует, как правило, усиление не по току, а по мощности. При этом знать только f_α недостаточно, хотя часто максимальная частота генерирования $f_{макс}$, представляющая собой ту частоту, на которой прекращается усиление мощности сигнала, имеет тот же порядок, что и f_α.

Для наиболее высокочастотных транзисторов обычно указывается именно этот параметр — максимальная частота генерирования $f_{макс}$. Так, для транзисторов П401, П402 и П403 она составляет не менее 30, 60 и 120 *Мгц* соответственно. Для транзисторов П6, П8 — П11, П12 и П13 — П15 величина $f_{макс}$ обычно в 2—3 раза выше значения f_α. Для более высокочастотных транзисторов (П406 — П409) $f_{макс}$ превышает величину f_α в среднем лишь в 1,5 раза.

Связь между значениями f_α и $f_{макс}$ неоднозначная и в сильной мере определяется внутренней обратной связью, присущей данному транзистору. Во всяком случае надо иметь в виду, что на высоких частотах транзистор обеспечивает тем большее стабильное усиление мощности сигнала,

чем выше его $f_{макс}$, а значение $f_{макс}$ в общем случае выше для того транзистора, у которого больше f_{α}.

Стабильное усиление предполагает употребление схем, нейтрализующих внутреннюю обратную связь. Отсутствие нейтрализации может приводить как к снижению реального усиления каскада, так и к повышению его вплоть до самовозбуждения усилителя.

В описываемом приемнике в усилителе промежуточной частоты нейтрализация осуществляется конденсатором, включенным между базами транзисторов T_2 и T_3. Его емкость подбирается экспериментально в пределах 50—200 *пф*.

В приемнике используются малогабаритные детали (сопротивления типа УЛМ и конденсаторы типов КДМ, КТМ, МБМ и ЭМ). Автотрансформатор низкой частоты *Тр* выполнен на пермаллоевом сердечнике из пластин типа Ш-4 при толщине пакета 6 *мм* и имеет 2 000 витков провода ПЭЛ 0,08 с отводом от 800-го витка. При применении сердечника из обычной трансформаторной стали сечением 0,5 *см*² обмотку выполняют из 4 000—5 000 витков провода ПЭЛ 0,1 с отводом от 2 000-го витка. Катушки L_1 (140 витков с отводом от 16-го витка) и L_2 (23 витка), L_3 (300 витков) и L_4 (40 витков), а также L_5 (300 витков) и L_6 (80 витков) намотаны проводом ПЭЛ 0,1 и помещены в броневые карбонильные сердечники типа СБ-1а.

В качестве антенны *ФА* применен ферритовый стержень диаметром 8 и длиной 115 *мм*. Катушка антенны состоит из 70 витков провода ПЭЛШО 0,15 с отводом от 9-го витка, считая от нижнего (по схеме на рис. 42) конца.

В качестве транзисторов первого и второго каскадов (T_1 и T_2) применяются приборы типов П15, а в детекторном каскаде (T_3) и в усилителе низкой частоты (T_4) — типа П13А. Можно также применять во всех каскадах транзисторы типа П6Г. В первых двух каскадах хорошо работает транзистор типа П12. Из старых типов могут быть применены транзисторы П1И (T_1 и T_2) и П1Г (T_3 и T_4).

Налаживание приемника следует вести в направлении с выхода к входу.

Усилитель низкой частоты и детектор при исправных деталях налаживания не требуют.

Для настройки контуров промежуточной частоты нужно замкнуть накоротко катушку гетеродина L_1 и присоеди-

нить к базе второго транзистора вместо катушки L_4 низкоомный выход генератора стандартных сигналов с внутренней модуляцией. Вращением подстроечного сердечника катушки L_5 и, если требуется, уточнением емкости конденсатора C_{10} по максимальной громкости настраивают контур L_5C_{10} на частоту 130 *кгц*. Затем восстанавливают цепь базы транзистора T_2 согласно принципиальной схеме, а выход генератора стандартных сигналов вводят в цепь базы первого транзистора вместо антенной катушки и аналогично настраивают на частоту 130 *кгц* колебательный контур L_3C_8. Если при этом усилитель промежуточной частоты начнет самовозбуждаться, то надо устранить паразитную генерацию путем подбора емкости нейтрализующего конденсатора C_{19} в пределах 50—200 *пф* и взаимным переключением концов катушки L_6.

После отработки цепи нейтрализации следует уточнить настройку обоих контуров промежуточной частоты совместно.

Затем снимают перемычку с катушки гетеродина L_1 и проверяют наличие генерации на необходимых частотах. Частоты гетеродина должны быть установлены подбором емкости конденсаторов C_4, C_5 и C_6 на 130 *кгц* выше частот, выбранных для приема станций.

Наличие генерации можно проверить с помощью генератора стандартных сигналов: когда гетеродин работает, перестраивая генератор, можно обнаружить прием сигналов с частотой на 130 *кгц* ниже и на 130 *кгц* выше частоты гетеродина. Иначе о наличии генерации можно судить по небольшому изменению тока, потребляемого приемником от батареи (на 0,2—0,3 *ма*), или напряжения, падающего на сопротивлении R_9 (на 0,1—0,2 *в*), при замыкании накоротко катушки L_1.

Гетеродин может не генерировать при неправильном подключении концов катушки L_2. В этом случае их надо взаимно поменять.

Затем к базе первого транзистора присоединяется отвод катушки ферритовой антенны, а к выходу генератора стандартных сигналов присоединяется виток провода диаметром 10—20 *см*, располагаемый на расстоянии 10—20 *см* от стержня ферритовой антенны приемника так, чтобы ось стержня пересекла плоскость этого витка. Настраивая генератор стандартных сигналов на частоты выбранных радиостанций, следует уточнить емкость конденсаторов

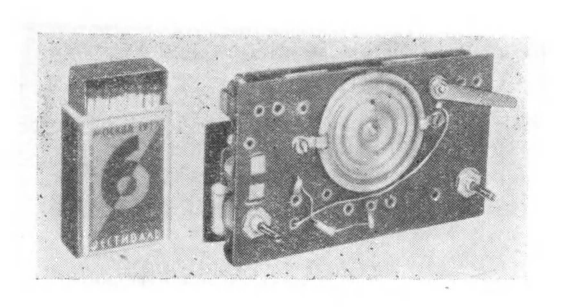


Рис. 43. Конструкция приемника, выполненного по схеме на рис. 42.

гетеродина C_4—C_6 и подобрать конденсаторы C_1—C_3, обеспечивающие наибольшую громкость приема [1].

Возможный вариант конструкции этого приемника показан на рис. 43.

ПРОСТЕЙШИЕ ИСПЫТАНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

Измерение обратного тока коллектора $I_{к.о}$ производится по схеме рис. 17 (стр. 20). Для измерения значения $I_{к.о}$ необходим чувствительный измерительный прибор (микроамперметр) со шкалой не более чем на 100—200 *мка.*

У маломощных транзисторов, на которых собираются все описанные в этой брошюре схемы, значения $I_{к.о}$ при напряжениях в несколько вольт и нормальной комнатной температуре (20° С) не должны превышать 10 — 30 *мка.* Хорошие экземпляры транзисторов, обеспечивающие стабильную работу в широком интервале температур, обладают обратным током коллектора $I_{к.о}$ до 1—2 *мка.* Большие значения $I_{к.о}$ (более 20—30 *мка*) свидетельствуют о недоброкачественности транзистора и не позволяют надеяться на надежную работу его в течение длительного времени.

Измерение сквозного и начального тока коллектора в схеме с общим эмиттером. Для выяснения пригодности транзисторов для тех или иных схем при питании от одной батареи полезно измерять так называемые сквозной ($I_{к.с}$) и начальный ($I_{к.н}$) токи коллектора. Измерение этих токов

---

[1] Более подробное описание процесса настройки супергетеродинного приемника на транзисторах и различные варианты схем отдельных каскадов читатель найдет в брошюре Лабутина В. К. и Полякова Т. Л. Карманный приемник на транзисторах, ГЭИ, 1959

надо производить при том напряжении $E_к$, при котором транзистор будет работать в схеме. Сквозной ток $I_{к.с}$ следует измерять при отборе транзисторов для схем, где не придусмотрено хороших мер стабилизации рабочей точки. Ток $I_{к.с}$ измеряется аналогично току $I_{к.о}$, только положительный полюс батареи подключается не к базе, а к эмиттеру (рис. 44,*а*).

Значение $I_{к.с}$ для любого транзистора больше, чем $I_{к.о}$, и даже при малой величине $I_{к.о}$ может достигать десятых

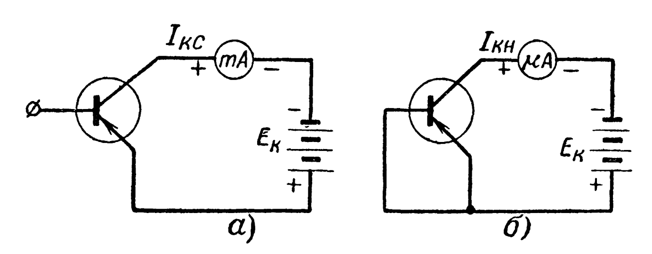


Рис. 44. Схемы измерения сквозного (*а*) и начального (*б*) токов коллектора при включении триода по схеме с общим эмиттером.

долей миллиампера. Поэтому, начиная измерение, надо прежде всего включить более грубый миллиамперметр на 1—5 *ма*. Если $I_{к.с}$ превышает 1—2 *ма*, то такой транзистор практически трудно использовать в большинстве схем. При токах $I_{к.с}$ порядка 0,2—1 *ма* транзисторы устойчиво работают только в схемах с хорошей стабилизацией рабочей точки. Для схем, в которых смещение на базу создается одиночным сопротивлением, надо подбирать транзисторы с наименьшими значениями $I_{к.с}$ (десятки микроампер).

У транзисторов, предназначенных для работы в схемах с хорошей стабилизацией рабочей точки (с тремя сопротивлениями), а также для двухтактных усилителей класса В, важнее проверять начальный ток коллектора $I_{к.н}$, который измеряется при замкнутых накоротко выводах база—эмиттер (рис. 44,*б*). Ток $I_{к.н}$ имеет значения, близкие к значению $I_{к.о}$, и, как правило, не должен у маломощных транзисторов превышать 20—30 *мка*. Для двухтактных усилителей класса В можно применять транзисторы и с большими значениями $I_{к.н}$ (особенно, если транзисторы мощные), но тогда

следует стремиться к подбору пар, не сильно отличающихся по значениям $I_{к.н}$.

Определение коэффициента усиления по току лучше всего проводить в схеме с общим эмиттером, т. е. измерять величину β. Это можно осуществить по схеме на рис. 45, позволяющей измерять его путем непосредственного отсчета по шкале миллиамперметра в пределах $\beta=8\div100$ с точностью не хуже 20%. Испытанию по этой схеме могут подвергаться транзисторы, у которых при напряжении на коллекторе — 3,5 *в* сквозной ток $I_{к.с}$ не превышает 1 *ма.*

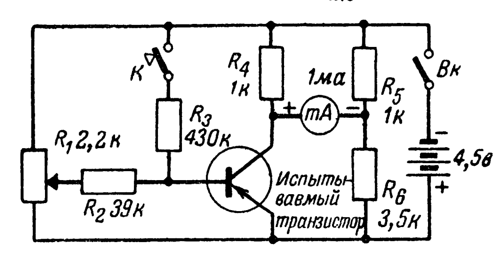


Рис. 45. Принципиальная схема прибора для измерения коэффициента усиления по току (β) транзистора.

В качестве источника питания схемы применяется батарейка карманного фонаря на 4,5 *в*. Сопротивления R_3 и R_4 должны быть взяты с точностью не хуже 5%, миллиамперметр — со шкалой на 1 *ма*. Потенциометр R_1 желательно иметь с нелинейной зависимостью. Для включения испытываемого транзистора можно применить три зажима типа «крокодил».

В исходном состоянии выключатель питания *Вк* и кнопка измерения *К* должны быть разомкнуты. После присоединения транзистора включается питание и при помощи потенциометра R_1 стрелка миллиамперметра устанавливается на нуль. При этом происходит установка рабочей точки транзистора, которая в данном приборе выбрана при напряжении коллектора — 3,5 *в* и токе эмиттера около 1 *ма*.

Затем нажимается кнопка *К*, причем ток базы увеличивается на 10 *мка*. Если миллиамперметр имеет достаточно малое сопротивление рамки (до 100 *ом*), то практически все приращение тока коллектора вызовет соответствующее отклонение стрелки миллиамперметра. Это отклонение прямо пропорционально значению β испытываемого транзистора и может быть непосредственно отсчитано

по шкале миллиамперметра с учетом того обстоятельства, что вся шкала соответствует $\beta=100$. Отклонение стрелки за пределы шкалы означает, что $\beta>100$.

Невозможность установки нуля после включения питания может быть связана с большим значением $I_{к.с}$ (при любых положениях потенциометра R_1 стрелка отклоняется правее нуля) или малыми значениями β (<8) испытываемого транзистора (стрелка левее нуля).

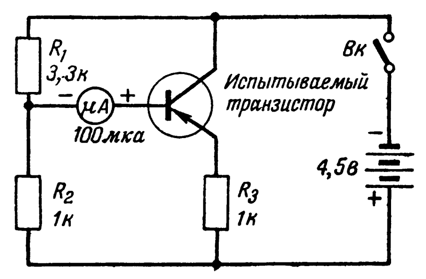


Рис. 46. Схема измерения тока базы транзистора при токе эмиттера 1 *ма*.

Измерение величины β позволяет судить об усилительных свойствах транзисторов, производить отбор наиболее подходящих экземпляров для различных каскадов и подбирать схожие пары для двухтактных схем.

При испытании транзисторов в описанной схеме можно также оценить стабильность испытываемых экземпляров. У транзисторов, отличающихся нестабильностью, рабочая точка после ее установки быстро сбивается: стрелка миллиамперметра уходит из нулевого положения.

Экспериментально обнаружено, что нестабильные транзисторы обычно обладают повышенным уровнем низкочастотных шумов. Поэтому такие транзисторы не рекомендуется применять в первых каскадах чувствительных усилителей низкой частоты.

Определить коэффициент усиления по току транзистора можно и с помощью схемы на рис. 46, в которой рабочая точка испытываемого транзистора устанавливается автоматически. Эта схема по существу представляет собой схему автоматической стабилизации рабочей точки. Она рассчитана таким образом, чтобы при включении в нее транзистора устанавливается ток эмиттера величиной в 1 *ма*. Поскольку ток эмиттера в $(\beta+1)$ раз больше тока базы, а ток базы измеряется микроамперметром μA, то по его показанию можно подсчитать значение β для испытываемого транзистора:

$$\beta=\frac{1\,000}{I_б}-1\approx\frac{1\,000}{I_б},$$

где $I_б$ — ток базы, *мка*

Строго говоря, к измеренному значению тока базы сначала надо еще прибавить обратный ток коллектора $I_{к.о}$, так как он проходит через вывод базы в обратном направлении и не связан с усилительными свойствами транзистора. Но обычно $I_{к.о} \ll I_б$ и эта поправка не влияет существенно на результат. Однако у транзисторов с наиболее высокими значениями β поправку на обратный ток коллектора надо учитывать обязательно.

Прибор по схеме на рис. 46 проще в эксплуатации, так как в нем не требуется устанавливать рабочую точку испытываемого транзистора, которая для нестабильных транзисторов в схеме на рис. 45 все время сбивается. Однако здесь необходим чувствительный микроамперметр и результат непосредственного измерения надо еще пересчитывать.

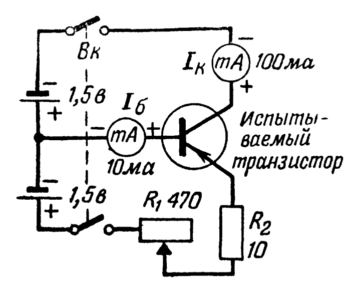


Рис. 47. Схема измерения тока базы транзистора при токах коллектора до 100 *ма*.

Нестабильность транзисторов в схеме на рис. 46 проявляется в изменении с течением времени значения тока $I_б$.

Испытание по принципу схемы на рис. 46 особенно полезно для транзисторов, применяемых в оконечных двухтактных каскадах. Но в этом случае измерения тока базы следует производить при больших значениях тока коллектора, характерных для соответствующего каскада.

Такие испытания при заданном токе коллектора в пределах до 100 *ма* удобно осуществить в схеме на рис. 47.

Устанавливая реостатом R_1 (проволочным) по миллиамперметру $I_к$ различные значения тока коллектора (например, 10, 20, 50 *ма*), для каждого из них отсчитывают соответствующие токи базы по миллиамперметру $I_б$ и определяют значения коэффициента усиления по току

$$B = \frac{I_к}{I_б}$$

(здесь мы пользуемся буквой *B* вместо β, чтобы отметить факт измерений при больших токах).

С увеличением тока $I_к$ значение *B* сначала увеличивается, а потом уменьшается

Для достижения минимальных нелинейных искажений в двухтактных оконечных каскадах следует подбирать транзисторы со слабой зависимостью B от $I_к$ и с одинаковыми значениями B при одинаковых токах $I_к$.

Питание схемы рис. 47 производится от двух элементов типа ФБС.

Схемы на рис. 44—47 рассчитаны на испытание транзисторов типа *p-n-p*. Для испытания транзисторов типа *n-p-n* достаточно поменять полюсы источников питания и электроизмерительных приборов.

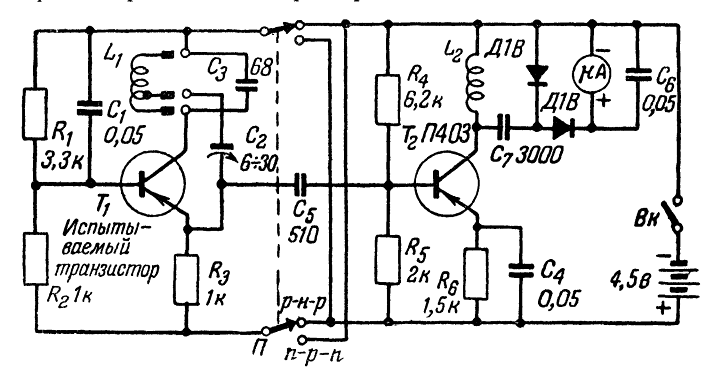


Рис. 48. Принципиальная схема прибора для оценки максимальной частоты генерирования высокочастотных транзисторов.

Оценка высокочастотности транзисторов может быть произведена путем испытания транзисторов в схеме гетеродина приемника.

О возникновении генерации можно судить по небольшому изменению постоянного тока коллектора при замыкании накоротко колебательного контура гетеродина.

Измерение предельной частоты усиления по току f_α простыми средствами осуществить трудно. Легче оценить максимальную частоту генерирования $f_{макс}$. Возникновение генерации в схеме гетеродина свидетельствует о том, что значение $f_{макс}$ испытываемого транзистора выше частоты, на которую настроен гетеродин.

Для оценки значения $f_{макс}$ можно собрать специальный прибор со стрелочным индикатором наличия генерации по схеме на рис. 48. Левая часть схемы представляет

собой генератор, в котором испытываются транзисторы, а правая с транзистором T_2 — индикатор генерации, своего рода транзисторный милливольтметр.

Схема рассчитана на испытание транзистора в рабочей точке 1 *ма* и 3,5 *в*, которая обеспечивается автоматически с помощью сопротивлений R_1, R_2 и R_3. Колебательный контур, состоящий из конденсатора постоянной емкости C_3 и сменных катушек L_1, имеет фиксированные частоты настроек 3, 5, 10 и 20 *Мгц*. Подстроечный конденсатор C_2 служит для подбора оптимальной обратной связи.

Индикатор представляет собой усилительный каскад, в котором используются высокочастотный транзистор T_2 типа П403 и детекторный измеритель с микроамперметром на 100—200 *мка*.



Рис. 49. Конструкция катушки L_2 для схемы на рис. 48.

Переключатель *П* позволяет изменять полярность питания испытываемого транзистора, обеспечивая тем самым проверку транзисторов как *p-n-p*, так и *n-p-n* типов.

Включая испытуемый транзистор и поочередно используя катушки, рассчитанные на различные частоты, можно определить, в каком интервале частот прекращается генерация, т. е. в каком интервале частот лежит значение частоты $f_{макс}$ испытываемого транзистора.

Конденсаторы C_1, C_4 и C_6 — бумажные типа МБМ, C_3, C_5 и C_7 — керамические типа КТМ, C_2 — керамический подстроечный типа КПК-1. Все сопротивления — типа УЛМ. Катушка L_2 выполняется изолированным реостатным проводом (никелин, манганин) диаметром 0,03—0,05 *мм* на корпусе сопротивления типа ВС-0,5 на 10 *ком* или более и состоит из одного слоя намотки с переменным шагом (рис. 49).

В качестве транзистора T_2 можно также применить транзисторы типов П404—П409.

Катушки колебательного контура гетеродина выполняются в виде сменных элементов с тремя штырьками. Все они имеют диаметр каркаса 15 *мм* и наматываются в один слой виток к витку. Числа витков и марки проводов катушек указаны в табл. 2. Отвод делается у всех катушек от $^1/_3$ полного числа витков, считая от нижнего по схеме на рис. 48 конца.

Таблица 2

Рабочая частота, *Мгц*	Полное число витков катушки L_1	От какого витка делается отвод	Марка провода и его диаметр, *мм*
3	51	17	ПЭШО 0,2
5	29	9	ПЭШО 0,38
10	15	5	ПБД 0,74
20	7	3	ПБД 1,45

Питание прибор получает от одной батарейки карманного фонаря.

Отбирая транзисторы на основании результатов испытания их на генерацию, следует помнить, что устойчивая работа в качестве гетеродина обеспечивается, если величина $f_{макс}$ по крайней мере в $1^1/_2$—2 раза превышает высшую рабочую частоту гетеродина, а эффективное стабильное усиление высокой частоты в схеме резонансного усилителя обеспечивается транзисторами, обладающими $f_{макс}$ в 3—5 раз выше резонансной частоты усилителя.

Следует также иметь в виду, что значение $f_{макс}$ зависит от выбранной рабочей точки транзистора и заметно возрастает с увеличением как напряжения на коллекторе, так и тока эмиттера.

Цена 1 р. 45 к.